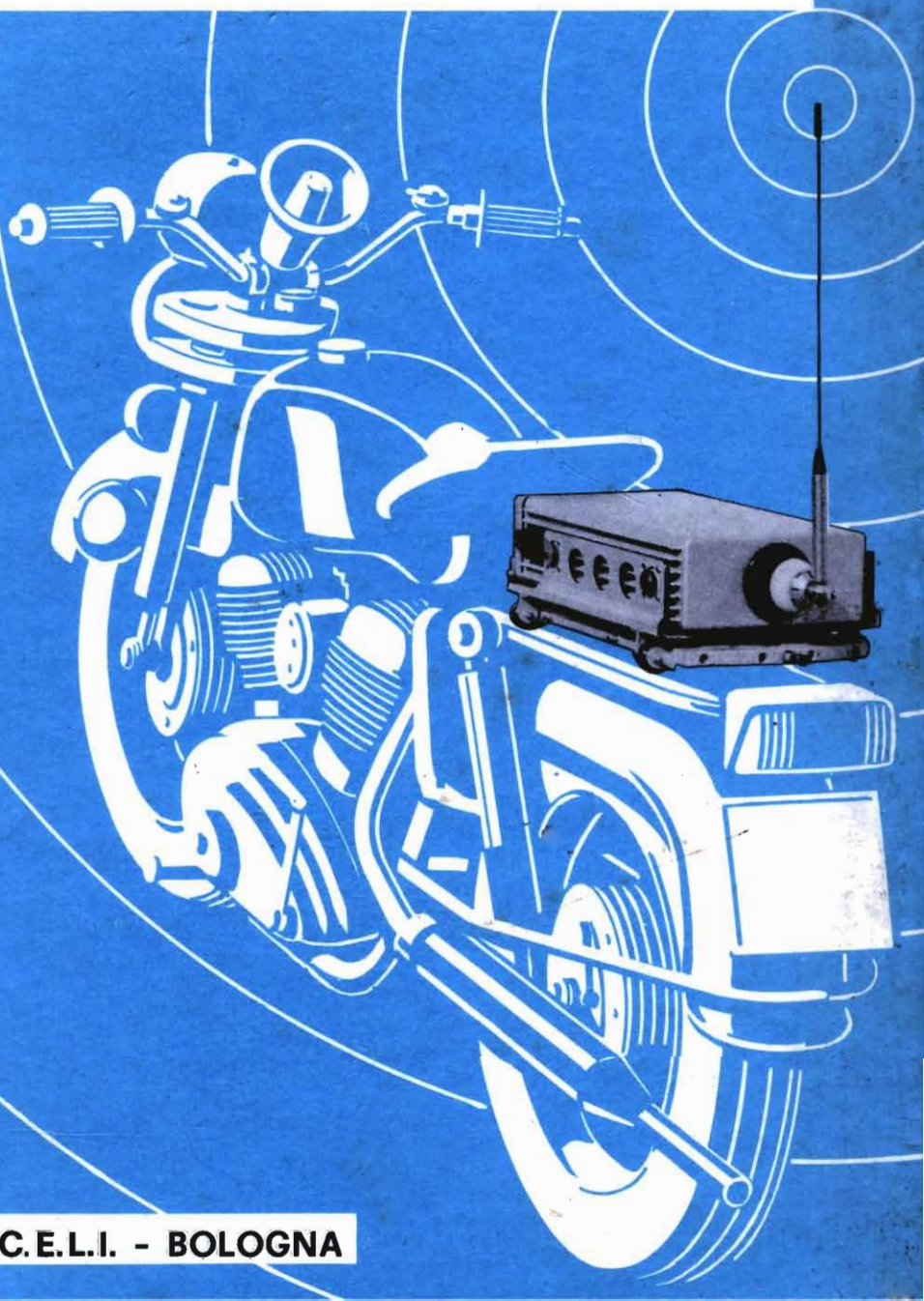
WALTER FAVARO

RICETRASMETTITORI VHF A TRANSISTORI AM, FM, SSB

PER IMPIEGO SU MEZZI MOBILI



EDIZIONI C.E.L.I. - BOLOGNA

WALTER FAVARO

RICETRASMETTITORI VHF A TRANSISTORI AM, FM, SSB

PER IMPIEGO SU MEZZI MOBILI

EDIZIONI - **C. E. L. I.** - BOLOGNA
VIA GANDINO, 1

Proprietà letteraria ed artistica riservata

In copertina:
Foto di un ricetrasmettitore
serie RT 930.
(Ducati Elettrotecnica Microfarad -
Bologna).

Stampato in Italia © 1971

Tipografia Babina - Bologna

INDICE GENERALE

pag.

Prefazione . . . . . **XI**

CAPITOLO PRIMO 1

1.1 Generalità 1
1.2 Sistemi di trasmissione 2
2 Analisi dei circuiti 2
2.1 Oscillatori liberi e a quarzo 2
2.2 Circuito volano 7
3 Amplificatori in classe A, B e C 8
3.1 Amplificatori di potenza in classe A 8
3.2 Amplificatori di potenza in classe B e C 10
3.3 Circuito di uscita 11
3.4 Circuito di ingresso 13
4 Scelta del transistore 16
4.1 Potenze maggiori 19
5 Soppressione delle spurie 20
6 Stabilità degli amplificatori 24
7 Protezione dello stadio finale 26
7.1 Protezione termica 29
8 Moltiplicatori di frequenza 30
8.1 Moltiplicazione con varactor 31
8.2 Amplificatori RF per SSB 32
9 Modulazione 32
9.1 Modulazione di ampiezza 36
9.2 Modulatori BF e amplificatori telefonici 40

pag.

9.2.1 *Clipper (tosatore)* 40
9.2.2 *Preamplificatore telefonico* 41
9.3 Modulazione di frequenza e di fase 42
9.3.1 *Modulazione di frequenza* 42
9.3.2 *Modulazione di fase* 43
9.3.3 *Indice di modulazione* 47
9.3.4 *Banda BF* 49
9.4 Modulatore per SSB 50

CAPITOLO SECONDO 51

10 **Ricezione** 51
10.1 Sensibilità e rumore 51
11 **Alta frequenza** 52
12 **Conversione** 53
13 **Frequenza intermedia (FI)** 54
13.1 Limitatore 55
14 **Rivelazione** 59
14.1 Rivelatori AM 59
14.2 Rivelatori a prodotto per SSB 59
14.3 Discriminatore 61
14.3.1 *Discriminatore di Foster Seeley* 63
14.3.2 *Discriminatore a rapporto* 64
15 **Bassa frequenza (BF)** 66

CAPITOLO TERZO 68

16 **Alimentazione** 68
16.1 Convertitori statici 68
16.1.1 *Regolatori a commutazione* 76
16.2 Alimentazione da rete luce 77
16.3 Stabilizzatori elettronici 79
16.3.1 *Stabilizzatori a transistori* 80

pag.

CAPITOLO QUARTO 85

17 Ricetrasmettitori a conversione 85
18 Sintetizzatori 87
19 Circuiti accessori 88
19.1 Dispositivi di silenziamento 88
19.2 Dispositivi di chiamata 91
19.2.1 Relé di portante 91
19.2.2 Chiamata selettiva 92
19.3 Ripetitori 93
19.3.1 Profilo BF per ripetitori 95
19.3.2 Filtri per duplice 96
19.3.3 Filtri passa basso RF 97
19.4 Riflettometri 99
19.4.1 Principio di funzionamento di un riflettometro . . . 101
19.5 Telecomando 102
19.5.1 Sommario 102
19.5.2 Trasmissione e ricezione (T/R) 103
19.5.3 Controllo di soglia 103
19.5.4 Ingresso microfono e uscita BF 104
19.5.5 Controllo di volume BF 105
19.5.6 Commutazione dei canali 107
19.6 Dispositivo contro l'inversione di polarità 109
19.7 Indicatore di campo 110
19.8 Protezione dal sovraccarico di ingresso RF 112

CAPITOLO QUINTO 114

20 Antenne 114
20.1 Antenne collineari verticali 117
20.2 Antenne a polarizzazione orizzontale 119
20.3 Cortine di dipoli 122
20.4 Corner reflector 123
20.5 Adattamento delle antenne 125
20.6 Antenne per apparati mobili in onde corte 128

pag.

20.6.1 *Eliminazione della reattanza* 129
20.6.2 *Perdite dovute al suolo* 130
20.6.3 *Bobina di carico* 131
20.6.4 *Antenna a frusta caricata al centro* 133
20.6.5 *Capacità di carico* 134
20.6.6 *Alimentazione di una frusta* 135
20.6.7 *Aggiustamento di una frusta* 136
21 **Cenni sulla propagazione** 140
21.1 Principio 140
21.2 Collegamento tra due punti 142
21.3 Le perdite 144

CAPITOLO SESTO 150

22 **Installazione dei radiotelefoni** 150
22.1 Su mezzi mobili 150
22.2 Varianti di impiego dei radiotelefoni 153
22.3 Montaggio meccanico 154
22.4 Montaggio dell'antenna 155
22.5 Posti fissi 157
23 **Messa a punto delle antenne sul mezzo** 158
24 **Messa a punto e manutenzione degli apparati** . . . 163
25 **Prove di collegamento** 165
26 **Cause di guasti** 168
27 **Misure** 170
27.1 Norme di collaudo 170
27.2 Misure in trasmissione 173
27.2.1 *Potenza* 173
27.2.2 *Spurie* 174
27.2.3 *Stabilità* 176
27.2.4 *Sensibilità e risposta BF del trasmettitore* 178
27.2.5 *Sensibilità e risposta nei trasmettitori AM* 181
27.2.6 *Misura della potenza RF più distorsione in SSB* . . . 182
28 **Misure su ricevitori AM - FM - SSB** 186

pag.

28.1 Ricevitori 186
28.2 Sensibilità AM 187
28.3 Frequenza intermedia AM 189
28.4 Ricevitori FM 189
28.5 Sensibilità FM 190
28.6 Selettività e taratura della frequenza intermedia . . 194
28.7 Taratura del discriminatore 200
28.8 Misura delle spurie 202
28.9 Misura della stabilità 204
28.10 Misura della BF dei ricevitori 206
28.10.1 Misura della potenza e della distorsione 206
28.10.2 Misura della banda BF 207
28.11 Misura della modulazione incrociata 207
28.12 Misura del consumo 210
28.13 Accessori di misura 210

CAPITOLO SETTIMO 212

29 Circuiti 212
29.1 Descrizione di un moderno radiotelefono destinato a impieghi militari 212
29.2 Descrizione elettrica 212
29.2.1 Criteri di progetto 212
29.2.2 Descrizione del funzionamento dei circuiti 214
29.2.3 Descrizione meccanica 217
29.3 Ricevitore professionale per radioamatori 219
29.4 Trasmettitore da 1 W a 27 MHz 223
29.5 Trasmettitore eccitatore FM a 150 MHz 225
29.6 Eccitatore SSB per i 20 mt. 226
29.7 Citizen band da 3 W RF 230
29.8 Dina-Com 6. Trasmettitore 5 W 6 canali Walkie-Talkie . 236
29.9 HB-600. Ricetrasmettitore a 23 canali da 5 W . . . 238
29.10 HB-23. Ricestrasmettitore a 23 canali a 27 MHz 5 W, con sintetizzatore 242

pag.

CAPITOLO OTTAVO 248

30 **Norme tecnico amministrative per l'impianto e l'esercizio di radio-collegamenti telefonici e telegrafici a uso privato** 248
30.1 Norme tecniche per radiocollegamenti telefonici e telegrafici ad uso privato 249
30.1.1 *Capo I - Collegamenti radiotelefonici* 253
30.1.2 *Capo II - Collegamenti radiotelegrafici* 254
30.1.3 *Capo III - Disposizioni comuni* 254
30.2 Norme tecnico amministrative per il libero impiego di apparecchi radio ricetrasmittenti di piccola potenza denominati « Radiogiocattoli » 257
30.3 Norme tecnico-amministrative per l'esercizio di apparecchi per telecomando di modellini a scopo dilettantistico 258
30.4 Norme tecnico-amministrative per l'impianto e l'esercizio di apparati radioelettrici denominati « Ricerca persone » 259
30.4.1 *Norme tecniche* 260
30.4.2 *Norme amministrative* 261

APPENDICE I 262

I **Proprietà e caratteristiche dei quarzi** 262
I.1 Generalità 262
I.2 Stabilità 264
I.3 Precisione 265
I.4 Circuiti 266

APPENDICE II 268

II **Filtri a quarzo e selettività** 268
II.1 Filtri selettivi 268
II.2 Filtri allargati 271

pag.

APPENDICE III 277

III **Trasformatori di modulazione** 277
III.1 La potenza del modulatore 277
III.2 Adattamento di impedenza 279
III.3 Il calcolo 279
III.4 Esempio pratico 283

APPENDICE IV 286

IV **Accoppiatori direzionali** 286
IV.1.1 *Costruzione pratica* 286
IV.1.2 *Misure eseguite* 289

APPENDICE V 292

V **Transistori ad effetto di campo (FET)** 292
V.1 Loro proprietà 292
V.2 Convertitori a FET e comparazione con circuiti convenzionali 294
V.3 Stadio RF neutralizzato 300

Indice analitico 301

Prefazione

A prima vista questo volume potrà sembrare disordinato e frammentario essendo esso cavilloso in certi argomenti e troppo corsivo in altri. Dirò subito che questo modo di esporre le cose mi è stato suggerito da due principali motivi.

Il primo era quello di tralasciare ciò che non fosse strettamente legato ai trasmettitori per l'impiego sui mezzi mobili, senza per altro tralasciare quei principi fondamentali che potessero rendere più chiaro il testo.

Il secondo motivo, di ordine più pratico, era quello di poter fare estendere la lettura al più largo strato di tecnici ed amatori, in modo da renderlo ancora prezioso a quei progettisti che, pur avendo eccellenti doti tecniche, mancano di quella esperienza di laboratorio che purtroppo è sempre stata poco scritta e inoltre rendere la lettura accessibile a coloro i quali si addentrano per le prime volte nelle segrete cose delle telecomunicazioni.

Un particolare capitolo è stato dedicato all'impiego dei transistori quali amplificatori RF per segnali forti, mentre il rimanente del testo contiene tra l'altro parecchi dati necessari come primo orientamento.

Infine con la parte relativa alla manutenzione e alle misure ho voluto estendere l'opera a quella vasta schiera di persone che, per ragioni tecniche oppure commerciali, si occupano della parte finale cui sono destinati i ricetrasmettitori mobili e cioè la vendita al cliente e relativa installazione sul mezzo più idoneo per ogni tipo di radiotelefono.

Concludono l'opera le cinque appendici, che sono risultate tali perchè ritenute importanti anche se esulano dai principi informativi del testo.

Chiedo venia al lettore se i termini talvolta usati non sono strettamente italiani, ma derivati dalla terminologia inglese, come AM, FM, SSB, ecc., anzichè MA, MF, BLU. Pur essendoci un richiamo nel testo

che spiega questi termini, ho creduto opportuno dare la preferenza alla terminologia inglese sia per l'uso corrente che se ne fa di tali termini, sia per omogeneizzarli con altri, come FET (Field Effect Transistors), MOS (Metal Oxide Silicium), PEP (Peak Envelope Power), ecc. che non hanno qui da noi ancora una terminologia appropriata.

Buona parte di quanto è stato scritto è frutto di provata esperienza di laboratorio, quindi idoneo nei dati e nei termini e circuitalmente di sicura efficienza. Alcuni accessori di misura inoltre sono stati descritti più minutamente in modo da permettere la costruzione, in quanto essi non sono reperibili sul mercato, oppure non rispondono esattamente agli scopi del costruttore di radiotelefoni.

Spero di essere stato sufficientemente chiaro ed esauriente. Mi riterrò comunque soddisfatto se taluno, leggendo questa mia fatica, potrà trarne qualche vantaggio.

L'AUTORE

CAPITOLO PRIMO

1.1. Generalità.

I ricetrasmettitori per uso mobile sono solitamente costituiti da un ricevitore, un trasmettitore e loro accessori, generalmente contenuti in un unico cofano di dimensioni ridotte, tali da trovare posto su mezzi mobili, ed eventualmente come apparecchiature portatili con alimentazione autonoma.

La potenza massima di questi apparati, salvo casi particolari, non supera i 15 watt, pertanto le portate massime tra posti mobili saranno piuttosto limitate, soprattutto a causa dei sistemi radianti situati a livello dell'orizzonte. Comunque, 20 km in pianura, fuori da agglomerati cittadini, possono considerarsi buoni collegamenti.

I tre sistemi di trasmissione: MA, MF e BLU (chiamati correntemente anche: AM, FM e SSB, dalle corrispondenti iniziali della terminologia americana: Amplitude Modulation, Frequency Modulation e Single-Sideband), hanno pregi e difetti, pertanto il loro impiego viene scelto secondo le necessità; comunque il sistema FM ha un maggiore impiego nei ricetrasmettitori mobili soprattutto per il basso consumo in trasmissione.

Una classifica tra i due sistemi AM e FM propende per quest'ultima, anche se nuove tecniche come la SSB hanno riavvalorato l'AM.

L'AM, viene largamente impiegata da taluni Enti, come Aeronautica, Esercito, Servizi Meteorologici, Marina, Radioamatori, ecc. sulle bande HF e VHF.

L'FM invece viene largamente impiegata per scopi professionali, come ponti radio telefonici e di radiodiffusione, Polizia, Carabinieri, ecc., dai Servizi Civili nelle bande VHF, come Radiotaxi, Vigili Urbani, Autolettighe, e da tutti quegli Enti privati che attraverso concessione Ministeriale vengono autorizzati a lavorare su frequenze loro assegnate su tale banda.

Si discuterà pertanto sui tre sistemi separatamente, soffermandoci su quei problemi esplicativi che sono alla base di ogni singolo sistema.

1.2. Sistemi di trasmissione.

I sistemi di trasmissione, anche se portano diversi nomi, sono fondamentalmente due, se escludiamo la manipolazione della portante. Tutti gli altri sistemi si differenziano per il tipo di modulazione usato o per l'impiego a cui vengono destinati.

Nelle apparecchiature mobili si usano principalmente la modulazione di frequenza o FM, la modulazione di ampiezza o AM e la banda laterale unica o SSB. Quest'ultima però ha un impiego ancora limitato.

Di questi tre sistemi l'FM o PM (Phase Modulation) (1) sono preferiti negli impieghi mobili per il basso consumo del modulatore.

La SSB sarebbe ancora più favorita con trasmettitori a transistori, dove gli stadi finali a RF in classe lineare consumano poca corrente in assenza di modulazione. La maggiore complessità di questo sistema ne limita ancora l'impiego.

L'AM è senz'altro il sistema più semplice, però il consumo in trasmissione è quasi doppio che nei due casi precedenti. Nei trasmettitori a transistori inoltre, per ottenere una modulazione del 100 % è necessario modulare anche i prestadi direttamente dal modulatore o con un sistema che assomiglia alla portante controllata e questo va a tutto scapito della sorgente di alimentazione, quasi sempre più modesta delle necessità.

2. Analisi dei circuiti

2.1. Oscillatori liberi e a quarzo.

È possibile generare un segnale RF impiegando uno stadio amplificatore corredato di un dispositivo atto a restituire una porzione del segnale amplificato in modo da annullare le perdite del circuito oscillante. In tale maniera non è necessario fornire all'amplificatore un segnale esterno, in quanto il dispositivo è autosufficiente. Per fare ciò

---

(1) La PM o modulazione di fase è una variante al sistema a modulazione di frequenza dove la enfasi che se ne ricava in trasmissione ha un andamento di 6 dB per ottava, mentre la modulazione di fase impressa dal modulatore ad un certo circuito oscillante diventa una modulazione di frequenza nello stadio successivo come spiegato più ampiamente nel testo.

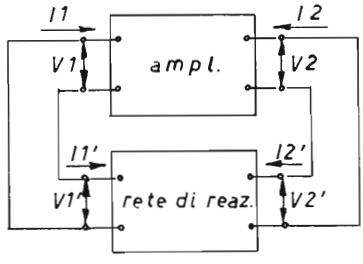


Figura 1.1

Configurazione base di un oscillatore.

è necessario che il segnale che ritorna mantenga la stessa fase del segnale che entra. In tal modo si ottiene una « reazione ».

Questi dispositivi sono chiamati oscillatori e si possono realizzare in diversi modi.

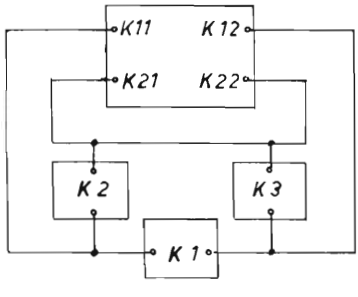


Figura 1.2

Configurazione generica degli oscillatori. K_1, K_2 e K_3 sono le costanti reattive.

In fig. 1.1 viene illustrata la configurazione base di un oscillatore, dove si può vedere il quadripolo superiore rappresentante l'amplificatore e quello inferiore che illustra la reazione selettiva atta a mantenere l'oscillazione.

La fig. 1.2 illustra una chiara visualizzazione di ognuno dei principali tipi di oscillatore. Se K_2 e K_1 sono capacità e K_3 è un'induttanza,

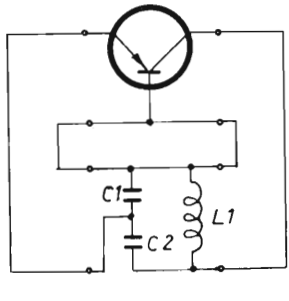


Figura 1.3

Oscillatore Colpitts.

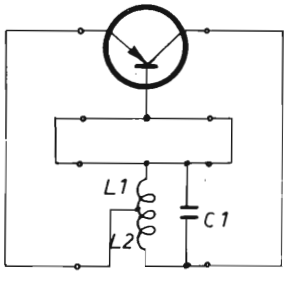


Figura 1.4

Oscillatore Hartley.

il circuito è un Colpitts. La fig. 1.3 ne mostra lo schema. Se K_1 e K_2 sono induttori e K_3 è una capacità, l'oscillatore si chiama Hartley ed è rappresentato in fig. 1.4.

La fig. 1.5 mostra il circuito precedente, dove l'autotrasformatore K_1-K_2 è stato sostituito con un trasformatore a due avvolgimenti. La

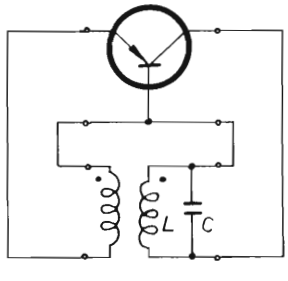


Figura 1.5

Oscillatore Meissner

differenza tra i due sistemi dipende essenzialmente dalla frequenza in cui l'oscillatore deve funzionare, dacchè l'espressione per la frequenza naturale di oscillazione è leggermente diversa. Il circuito ad autotrasformatore richiede un condensatore di isolamento della continua, che non è necessario con il trasformatore. Poichè è possibile ot-

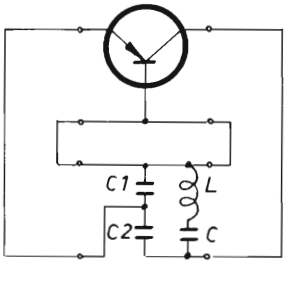


Figura 1.6

Oscillatore Clapp

tenere il rovesciamento della fase con il tipo a trasformatore, il transistore può essere cambiato da base comune a emettitore comune.

Una variante del circuito Colpitts è l'oscillatore Clapp. In questo circuito la frequenza di risonanza è determinata principalmente dalla combinazione serie di *L* e *C*. La fig. 1.6 ne mostra la configurazione.

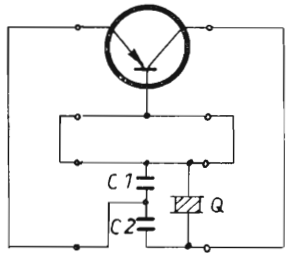


Figura 1.7

Oscillatore a quarzo.

Dove è richiesta un'alta stabilità della frequenza emessa, si può sostituire il circuito che determina la frequenza con un cristallo di quarzo. Una dimostrazione di questo genere è illustrata in fig. 1.7.

Anche gli oscillatori a quarzo possono assumere diverse configurazioni. Possono avere il quarzo situato al posto del circuito *LC* che determina la frequenza, oppure il quarzo può trovarsi in serie alla reazione selettiva e controllarne così la frequenza.

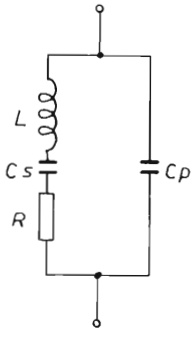


Figura 1.8

Caratteristiche elettriche di un quarzo.

Infine gli oscillatori a quarzo si distinguono in due grandi categorie: serie o parallelo e cioè un circuito si chiama serie quando vien fatto lavorare in condizioni che il quarzo risuoni con la sua capacità serie — solitamente molto piccola —, mentre si chiama parallelo quando il quarzo risuona con la capacità parallelo (fig. 1.8). Anche in questo caso la distinzione fra i due sistemi è legata a problemi costruttivi del

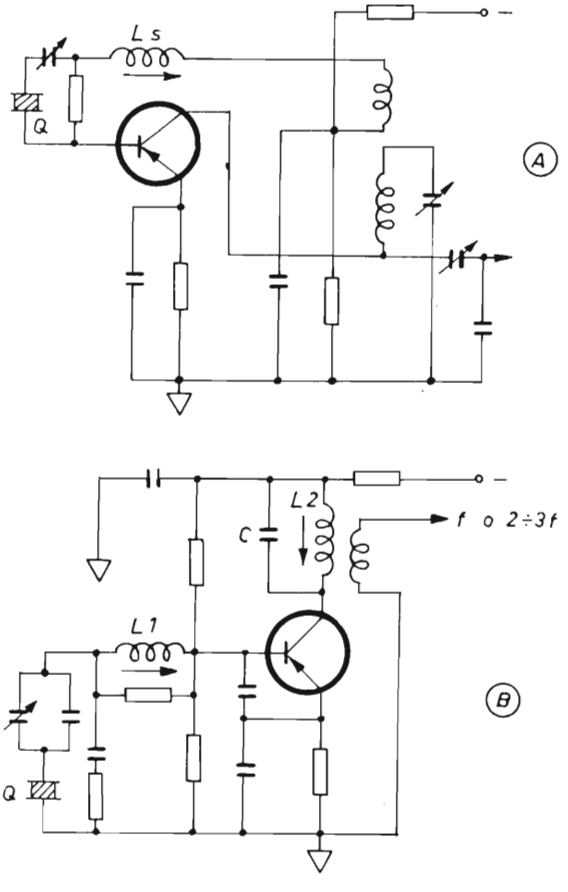


Figura 1.9

Oscillatore a quarzo del tipo serie.

quarzo e cioè al tipo di taglio, per cui un oscillatore funziona bene con quarzi in risonanza parallelo fino a 20-25 MHz; oltre tale frequenza si ricorre ai quarzi in oscillazione serie e al salire della frequenza si ricorre a cristalli in terza e quinta armonica meccanica, al fine di non assottigliare eccessivamente la lamina di quarzo, cosa questa che rende difficile la lavorazione, e inoltre rende instabile il cristallo, a causa dello sproporzionato valore della sua resistenza serie.

Per concludere illustreremo due circuiti oscillatori a quarzo del tipo serie (fig. 1.9 A-B) e due del tipo parallelo (fig. 1.10 A-B), parlando più diffusamente in appendice sui principî elettrici che legano i quarzi stessi.

Qui di seguito invece citeremo per sommi capi le caratteristiche del circuito volano, nel caso di oscillatori liberi.

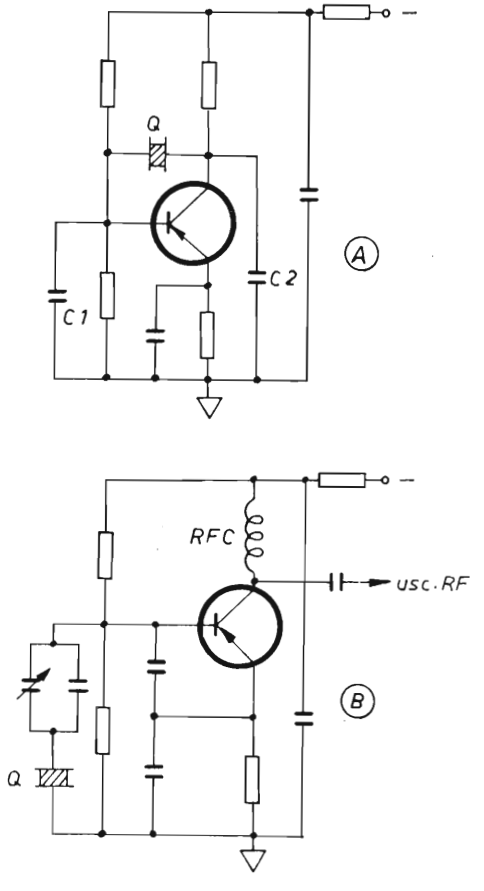


Figura 1.10

Oscillatore a quarzo del tipo parallelo.

2.2. Circuito volano.

Il circuito di accordo di un oscillatore viene realizzato per funzionare da serbatoio di energia, per tale motivo gli americani lo hanno denominato « Tank ».

I tre parametri essenziali di un circuito volano sono: frequenza naturale di oscillazione, selettività e impedenza caratteristica.

Infatti esso:

1) determina la frequenza di oscillazione;
2) rappresenta il quadripolo di reazione;
3) determina la stabilità dell'oscillatore;
4) è parte dell'accoppiamento con il carico;
5) è il principale fattore che determina l'efficienza del circuito.

In un oscillatore ben fatto, i componenti reattivi attorno al circuito *LC* devono influire in minima misura sulla risonanza, mentre la stabilità della frequenza è quasi totalmente affidata al *Q* con carico del volano. La ragione di quanto esposto è che la deviazione di frequenza richiesta a sviluppare una data correzione di fase, stabilita esattamente in 360° di rotazione, attraverso il quadripolo di reazione è inversamente proporzionale al *Q* con carico.

Il carico in un oscillatore a transistori è accoppiato magneticamente o capacitivamente con il circuito volano. Esso deve essere scelto in modo da erogare potenza pur mantenendo alto il *Q* del volano.

Per una buona efficienza del circuito il rapporto tra *Q* con carico e *Q* a vuoto deve risultare piuttosto basso.

Quanto sopra detto viene facilmente dimostrato dagli oscillatori a quarzo, dove l'alta stabilità e selettività sono determinate dall'alto *Q* del quarzo stesso — 5.000 e più —, contro i 2-300 ottenibili nei migliori casi con circuiti discreti.

3. Amplificatori in classe A, B e C

3.1. Amplificatori di potenza in classe A.

Negli amplificatori RF la classe A viene normalmente impiegata quando sia necessario disporre di una certa potenza RF con buona linearità. L'amplificatore in classe A fornisce un maggior guadagno di potenza che quello in classe B e C. La massima efficienza di collettore teorica in classe A è del 50 %. In assenza di segnale, la dissipazione di collettore è alta, pertanto bisogna prendere delle precauzioni nella scelta della polarizzazione di base al fine di ottenere una buona stabilità termica.

I parametri ibridi di un transistore di potenza sono abbastanza complessi, ma se l'effetto induttivo degli elettrodi è trascurabile, possono venir semplificati come in fig. 1.11 ed essere ancora utilizzati come circuiti equivalenti in alta frequenza.

Il circuito di ingresso deve essere progettato in modo da trasfor-

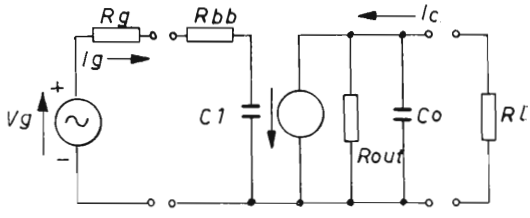


Figura 1.11

Parametri ibridi equivalenti semplificati di un transistore di potenza RF.

mare la resistenza di ingresso ($r_{bb'}$) del transistore pilotato nell'appropriato carico del circuito che lo pilota. La parte reattiva del circuito in questione deve inoltre risuonare con la reattanza di ingresso del transistore stesso.

Quando il circuito di ingresso è pilotato da un generatore di segnali RF di cui sia nota l'impedenza interna, il circuito di ingresso al transistore è usualmente destinato a trasferire la massima potenza. Così in prima approssimazione i parametri dinamici per segnali deboli possono venire impiegati nel progetto di un amplificatore di potenza in classe A.

I dati principali sono:

1) guadagno di corrente (β_o) in dB, in funzione della frequenza di lavoro, alle varie correnti di emettitore;

2) resistenza serie di ingresso ($r_{bb'}$) in ohm, in funzione della frequenza;

3) reattanza di ingresso in ohm — che può essere negativa o positiva — sempre in funzione della frequenza;

4) resistenza di uscita in parallelo;

5) capacità di uscita in parallelo.

Anche i parametri di uscita, come quelli di entrata si riferiscono a valori che sono funzione della frequenza e per varie correnti di emettitore.

Tralasciando di fornire grafici e formule, ci soffermeremo solo sui principali criteri di progetto.

Nei dati tecnici relativi alla maggior parte dei transistori di potenza sono usualmente specificate la tensione di collettore e la potenza

di uscita. Si ha la massima potenza trasferita quando la resistenza di carico è adattata alla resistenza dinamica del transistore. Tuttavia la tensione di collettore e la potenza di uscita richiesta può essere tale che l'accoppiamento per la massima potenza trasferita sia impossibile. La resistenza di carico perciò è determinata attraverso questi due dati e ricavata dalla seguente equazione

$$R_l = \frac{V_{ce}^2}{2\,P_{ac}}$$

La porzione reattiva della impedenza di uscita può diventare importante e deve essere considerata. Il circuito di accoppiamento di uscita deve poter risuonare con questa reattanza e provvedere il richiesto carico al circuito di collettore.

A frequenze molto alte l'induttanza degli elettrodi può essere causa di una considerevole variazione di prestazioni di un transistore. L'induttanza di emettitore e cioè della sua linea, aumenta la resistenza serie d'ingresso con il crescere della frequenza.

La reattanza serie di ingresso cambierà da capacitiva a induttiva con l'aumentare della frequenza di lavoro. L'induttanza della linea di emettitore diminuirà il guadagno di potenza in un montaggio a emettitore comune.

In VHF, la resistenza dinamica di uscita del transistore caricherà il circuito volano, con il risultato che l'efficienza del circuito di collettore sarà ridotta.

3.2. Amplificatori di potenza in classe B e C.

Quando uno stadio deve fornire parecchi watt di potenza RF in uscita, bisogna ricorrere all'amplificazione in classe B oppure C.

Le classi B e C sono caratterizzate da una buona efficienza del circuito di collettore e da una relativamente alta potenza di uscita in proporzione alla dissipazione del transistore. Durante il periodo in cui il segnale è zero, l'assorbimento crolla e la dissipazione è bassa. La scelta tra la classe B e la C viene determinata dal guadagno di potenza o dall'efficienza di collettore richiesta.

L'impiego della classe B consente un alto guadagno di potenza, ma l'efficienza di collettore risulta più bassa che nella classe C.

La discussione successiva ha l'obbiettivo di illustrare il modo di ottenere la massima potenza RF con la migliore efficienza. Nonostante si parli della classe C in dettaglio, molte di queste considerazioni sono applicabili all'amplificazione in classe B.

3.3. Circuito di uscita.

Quando la tensione di alimentazione e la potenza di uscita di un transistore sono specificate, è possibile determinare il carico del circuito di collettore come già accennato al paragrafo 3.1

$$R_l = \frac{V_{ce}^2}{2\,P_{ac}}$$

Poichè l'amplificatore di potenza è destinato ad amplificare una frequenza specifica oppure una banda di frequenze si dovrà impiegare un circuito accordato come sistema di accoppiamento tra l'uscita del transistore e l'antenna oppure al transistore successivo. La scelta del circuito volano deve essere fatta in modo da ottenere il migliore adattamento e cioè ottenere il massimo trasferimento di energia RF mantenendo una buona efficienza al circuito volano.

Poichè si ha una larga dinamica di tensione e di corrente in un amplificatore RF di potenza in classe C, la corrente di collettore avrà un contenuto notevole di armoniche. Questo effetto è principalmente dovuto alla non linearità delle caratteristiche di trasferimento del transistore.

Il circuito accordato scelto dovrà offrire una relativamente bassa impedenza a queste correnti armoniche e una alta impedenza alla frequenza fondamentale.

Negli amplificatori in classe C, la polarizzazione è inversa, pertanto lo stadio è interdetto, così le correnti armoniche formatesi nel circuito di collettore sono paragonabili in ampiezza alla componente fondamentale.

Tuttavia se l'impedenza del circuito volano è sufficientemente bassa alle frequenze armoniche, l'amplificazione delle correnti armoniche stesse verrà ridotta.

Con la cancellazione delle correnti armoniche si stabilirà sul collettore una diminuzione della corrente che scorre nel suo circuito. Aumenterà così l'efficienza di collettore, diminuendo contemporaneamente la dissipazione.

La fig. 1.12 indica un metodo per realizzare l'accoppiamento del carico con il circuito di collettore. In questo metodo, viene usato un circuito accordato in parallelo al collettore. L'elettrodo del collettore viene inserito in una presa intermedia dell'avvolgimento del circuito volano. C_1 provvede alla sintonia, alla frequenza fondamentale, mentre C_2 determina l'accoppiamento del carico R_l con il circuito volano. Il carico R_l trasformato attraverso il circuito volano verrà adattato al carico del collettore scegliendo la presa più opportuna sull'avvolgimento di accordo. Se il valore di induttanza L_1 scelto sarà appropriato e la porzione di induttanza tra collettore e massa è sufficientemente grande, il contenuto di armoniche della corrente di collettore sarà basso nel circuito volano. Se la presa di collettore sarà abbastanza bassa si otterrà un più alto Q con carico, con conseguente minore larghezza di banda e minore variazione della capacità di uscita del transistore.

Sebbene il circuito di fig. 1.12 risolva il problema di adattare il carico al circuito del collettore con una buona soppressione delle correnti armoniche, il circuito diventa difficile da realizzare alle VHF. Dato lo scarso coefficiente di accoppiamento della bobina alle VHF, la presa di collettore dovrà essere scelta sperimentalmente per il migliore adattamento di carico del collettore. La fig. 1.13 rappresenta alcuni circuiti di accoppiamento di uscita che permettono di ottenere

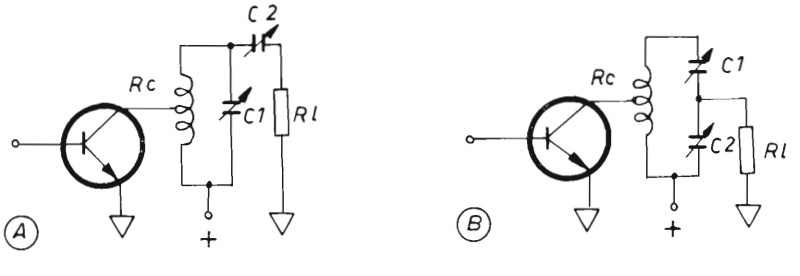


Figura 1.12. - Due metodi per realizzare l'accoppiamento tra l'uscita del transistore e il carico.

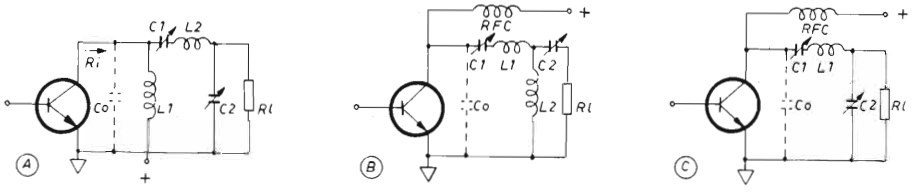


Figura 1.13. - Manipolazioni circuitali che permettono di ottenere l'adattamento tra l'uscita del transistore e il carico.

il richiesto carico di collettore e inoltre di sopprimere le correnti armoniche circolanti nel collettore.

Nei circuiti di fig. 1.13 la capacità di uscita del transistore si trova in parallelo a quella del circuito di accoppiamento. La capacità di collettore varia considerevolmente per molto ampie escursioni di tensione tra collettore ed emettitore.

La capacità di uscita del transistore inclusa nel progetto del circuito volano è un valore reale e può essere valutata come corrispondente al doppio della capacità emettitore-base.

3.4. Circuito di ingresso.

Il circuito di ingresso di uno stadio amplificatore RF di potenza deve adattare l'accoppiamento tra base-emettitore dello stadio in discussione, con la sorgente RF o tanto meglio con il collettore dello stadio che lo pilota.

Poichè lo stadio pilota è generalmente un altro amplificatore di potenza, il carico richiesto per il collettore dello stadio pilota è generalmente alto quanto l'impedenza base-emettitore del transistore amplificatore. Pertanto l'impedenza di giunzione base-emettitore in questione dello stadio di uscita dovrà essere trasformata nell'appropriato valore di carico del collettore dello stadio pilota.

La procedura di impostazione del circuito di ingresso è un po' laboriosa, perciò ci limiteremo a spiegarne il meccanismo di sviluppo.

Riferendoci alla fig. 1.11, vedremo che l'ingresso emettitore-base è rappresentato da una resistenza R_{bb} con una capacità in serie C_1. Il circuito di accoppiamento deve poter sintonizzare con la capacità C_1

e presentare così una resistenza pura al collettore del transistore pilota. La fig. 1.14 illustra una disposizione circuitale che soddisfa quanto detto sopra.

Il circuito a T consiste di C_1, C_2 e L_1. Se il valore di induttanza di L_1 è stato scelto in modo che la sua reattanza sia maggiore di C_1, la

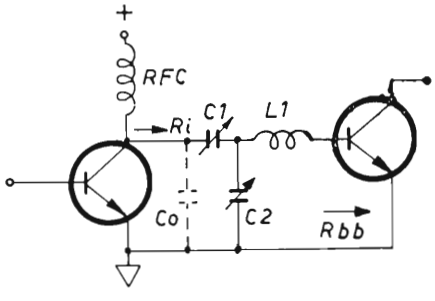


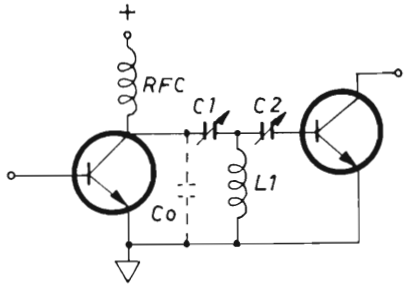
Figura 1.14

Rete di adattamento tra due transistori di potenza.

sintonia serie del circuito base-emettitore sarà ottenuta da L_1 e la combinazione di C_2 e (C_1, C_0). Il partitore C_1 e C_0 provvede all'adattamento di impedenza del collettore dello stadio pilota con la R_{bb} di ingresso del transistore pilotato. Un altro esempio è mostrato in fig. 1.15,

Figura 1.15

Rete di adattamento tra due transistori di potenza (variante della fig. 1.14).



dove il circuito a T è intercambiato. Se il valore di C_2 è stato scelto in modo che la sua reattanza sia maggiore di quella di C_1, lo stesso C_2 può essere usato come partitore di discesa tra R_{bb} e l'appropriato valore su L_1.

Il parallelo risultante da L_1, C_1 e C_o rappresenterà una resistenza di cui le due capacità menzionate sceglieranno l'opportuno valore adatto al carico del collettore del pilota. La risonanza parallelo invece è dovuta ad L_1 con la combinazione in parallelo di (C_1, C_o) e C_3.

I circuiti di figg. 1.14 e 1.15 richiedono per il collettore dello stadio pilota una alimentazione ad alta impedenza costituita da una bobina di arresto RF. La fig. 1.16 mostra un circuito di accoppiamento in cui la bobina di arresto non è necessaria, in quanto il collettore dello

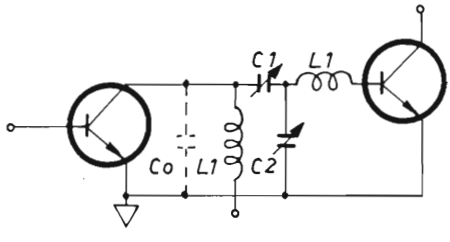


Figura 1.16

Rete di adattamento tra due transistori di potenza senza bobina di arresto.

stadio pilota è sintonizzato in parallelo, mentre la giunzione base-emettitore del transistore di uscita è sintonizzata in serie.

Concludendo questo capitolo diremo che se un transistore è corredato di tutti i dati relativi ai parametri di ingresso e di uscita per l'appropriata frequenza di lavoro, la messa a punto di uno stadio sarà grandemente semplificata. Si supponga di conoscere la parte reale R_{bb} del circuito di ingresso di un transistore e quella immaginaria che è una X (reattanza) e può essere induttiva o capacitiva. Es. per il 2 N 4632 alla frequenza di 160 MHz con 15 W di uscita RF e una V_{ce} di 28 V, il suo parametro di ingresso è 5 ohm $-j$ 5, il che vuol dire una resistenza di 5 ohm che però non è una resistenza pura, ma contiene una parte reattiva che, dato il segno negativo, sarà una X_c. Se la sorgente RF è un generatore che ha 50 ohm di impedenza, potremo realizzare un circuito come mostrato in fig. 1.17, dove la rete a T rappresentata da C_1, C_2 ed L_1 ha l'ingresso terminato su 50 ohm, mentre tra i punti A e B fa capo un admittanzimetro in grado di misurare la $R + jX$.

Come si vede, per ottenere un perfetto adattamento è necessario introdurre una reattanza induttiva uguale a quella capacitiva del tran-

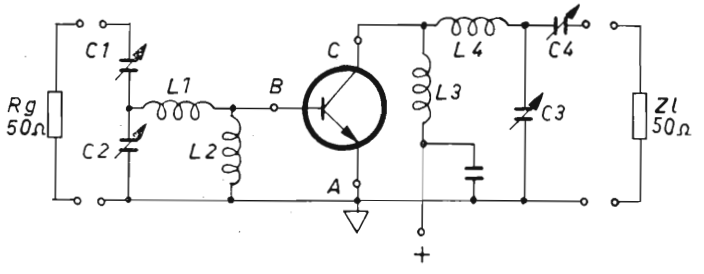


Figura 1.17. - Disposizione circuitale adatta alla misura di $R + jx$.

sistore. Potremo allora dire che il parametro esterno al transistore rappresenta la coniugata del parametro interno.

In maniera analoga si procederà per il circuito di collettore, dove la $R - jX$ è uguale a 21.6 ohm — j 12.4 ohm, l'uscita della rete sarà rappresentata dal carico di antenna, generalmente di 50 ohm. Il ponte di ammettenza verrà collegato tra i punti A e C. Per ottenere così una $R + j0$, sarà necessario dimensionare gli elementi di uscita in modo da ottenere $R = 21.6$ ohm $+ j$ 12.4 ohm.

4. Scelta del transistore

È inutile dire che il numero dei transistori necessari per poter ottenere un certo livello RF può variare secondo il tipo di emissione desiderata, in quanto per un trasmettitore FM si genera la frequenza portante a basso livello e relativamente bassa frequenza e poi si moltiplica fino ad ottenere il Δf richiesto, mentre per un trasmettitore AM si può generare la frequenza portante a un livello relativamente alto e quindi proseguire in amplificazione diretta. In tal modo se l'oscillatore è in grado di fornire 100 mW, con altri tre stadi si possono ottenere 10-15 watt.

Allo stato attuale della tecnica si può considerare buono il guadagno di un transistore di potenza quando raggiunge i 10 dB. Pertanto si può pensare che con salti di 10 dB si raggiungono 10 watt pilotando lo stadio con 1 watt e a sua volta questo con 100 milliwatt

citati precedentemente. In pratica però le cose non vanno proprio così, causa le inevitabili perdite di trasferimento, larghezza di banda, filtro per spurie, eccetera, perciò mediamente i costruttori di transistori consigliano di passare dai 100 milliwatt di pilotaggio a 1 watt (infatti a basso livello i guadagni sono più alti), da 1 watt a 3-4 watt e da questi a 10-12 come mostra lo schema a blocchi di fig. 1.18.

Inizialmente sembrerà impossibile tirar fuori potenza senza generare spurie, d'altro canto operare con i transistori è più difficile che con i tubi elettronici. Con una buona messa a punto però si possono ottenere bande piatte di almeno 2 MHz a 30 MHz, Q piuttosto bassi, con contenuti spuri quasi nulli, mentre la seconda armonica sarà attenuata più di 30 dB e la terza più di 50 dB. Questi risultati si sono ottenuti per esperienza diretta, mentre i costruttori danno margini ancora più larghi, specie per la terza armonica.

Nell'amplificazione o moltiplicazione a basso livello i transistori di piccola e media potenza vanno senz'altro bene anche nelle VHF. Quando però cominciano ad esserci in gioco delle correnti notevoli, allora la frequenza di taglio f_t tende a diminuire, pertanto i costruttori di transistori si sono orientati verso una tecnica costruttiva chiamata « Owerlay » che consiste nell'ottenere un numero considerevole di elementi di piccola potenza adatti alle VHF, ottenuti per processo micrologico, e porre in parallelo detti elementi su un'unica piastrina di silicio. In tal modo la capacità di base e di collettore sarà piuttosto alta e conseguentemente le rispettive ammettenze saranno basse, però la f_t può ancora mantenersi nella regione delle VHF. Purtroppo in caso di forte disadattamento del carico si possono avere forti extra tensioni oppure forti correnti, perciò sarà necessario inserire opportuni circuiti di protezione di cui parleremo al paragrafo 7.

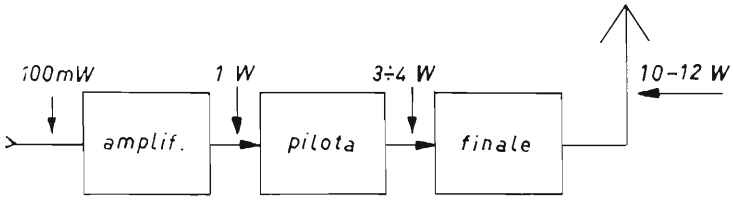


Figura 1.18. - Schema a blocchi di un trasmettitore RF a transistori.

Esistono anche transistori cosiddetti protetti contro il sovraccarico e in effetti reggono, nel caso che venga a mancare il carico. Per ottenere questi risultati si impiegano transistori capaci di dissipare tre volte la potenza di collettore a parità di potenza resa.

Il 40282 può fornire 12 watt RF con una dissipazione a 25° di 23 watt, mentre il 2 N 4932 può fornire ancora 12 watt RF a 88 MHz con una dissipazione a 25° di 70 watt. Come si vede il secondo transistore è un tipo protetto contro il sovraccarico; si tratta infatti di tre transistori del primo tipo montati nello stesso contenitore, in conseguenza di ciò la f_t relativa si è abbassata. Infatti il 40282 può fornire 12 watt a 170 MHz.

Attualmente non esistono transistori protetti alle frequenze di 150-170 MHz, gamma molto utilizzata nelle apparecchiature mobili e fisse per uso civile, pertanto a queste frequenze sarà necessario l'impiego dei dispositivi di protezione.

A titolo informativo diremo che i costruttori di transistori provano il sovraccarico per disadattamento come illustrato in fig. 1.19. L'uscita del transistore viene caricata con una linea in $\lambda/4$ e spostando il ponticello da un estremo all'altro si passa da circuito aperto a corto circuito.

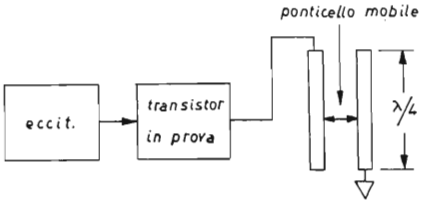


Figura 1.19

Misura di sovraccarico per disadattamento di un transistore di potenza RF con linea in $\lambda/4$.

Quando infine si debba progettare un trasmettitore AM, bisognerà scegliere transistori adatti a tale scopo. Infatti come è noto, durante i picchi di modulazione le tensioni e le correnti passano per valori vicini allo zero e al doppio di quelli a regime di sola portante. Pertanto la potenza di picco sarà quattro volte maggiore di quella di un trasmettitore progettato per telegrafia non modulata (CW-A_1), o per FM (F_1). Comunque i costruttori di transistori indicano sempre l'impiego a cui i transistori stessi possono venir usati.

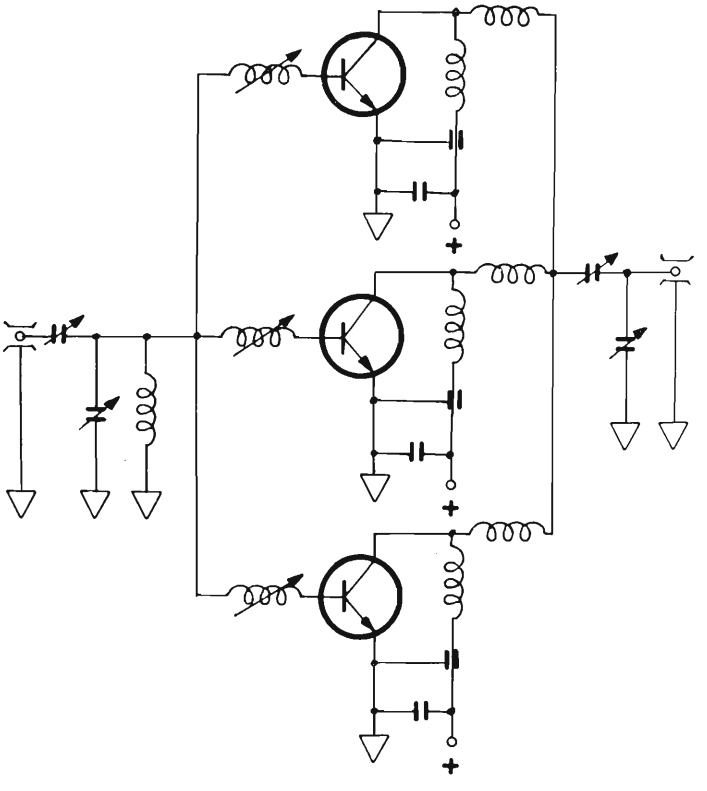


Figura 1.20. - Montaggio simmetrico di tre transistori che permettono una uscita RF di oltre 60 watt RF a 50-60 MHz.

4.1. Potenze maggiori.

Abbiamo detto che per ottenere forti potenze RF, i costruttori di transistori accoppiano più elementi di minor potenza in parallelo e poi li incapsulano in un unico contenitore.

Per diverse ragioni è meglio non andare oltre una certa potenza con un unico transistore. Una di queste è l'alto prezzo di fabbricazione, che diventa eccessivo oltre i 15-20 watt. Un'altra ragione altrettanto importante è la bassa impedenza di ingresso che ne consegue dall'accoppiamento in parallelo, causa questa che rende difficile l'adattamento del transistore con i circuiti esterni. Una terza

e non ultima ragione consiste nello smaltimento del calore che data la sorgente puntiforme richiederebbe radiatori eccessivi.

Per queste e altre ragioni è più conveniente ottenere grandi potenze accoppiando un numero che può variare da tre a cinque e anche più transistori di minor potenza, raggiungendo lo stesso scopo a prezzi più bassi. Lo smaltimento del calore inoltre sarà più uniformemente distribuito.

Un montaggio simmetrico come in fig. 1.20 consente di ottenere potenze dell'ordine dei 60 watt a 50-60 MHz. Le resistenze di base saranno più alte essendo gli ingressi suddivisi. Unica attenzione va posta alla distribuzione delle potenze di ingresso, al fine di ricavare potenza da tutti e tre i transistori.

5. Soppressione delle spurie

Le vie per le quali possono generarsi spurie sono molteplici e quindi per parlare di soppressione delle spurie è necessario conoscere la fonte da cui possono essere generate.

Indubbiamente la causa maggiore di spurie è dovuta alla scarsa selettività dei circuiti, specie quando si deve moltiplicare la frequenza generata dall'oscillatore.

Prendiamo in esame un moltiplicatore eccitatore, cioè quella parte del trasmettitore che per successivi stadi porta la frequenza generata dall'oscillatore a quella frequenza n volte più alta e a quel livello tale da poter pilotare lo stadio o gli stadi di potenza. Generalmente un eccitatore lavora a basso livello e se moltiplica funziona nelle classi inferiori alla C, pertanto le difficoltà che si incontrano a realizzare un simile circuito sono abbastanza modeste.

Quando si moltiplica ci si accontenta di ottenere il salto di frequenza richiesto, due tre volte la frequenza di entrata. (Difficilmente più di tre, perchè poi sarebbe più difficile scegliere la frequenza giusta durante la fase di allineamento). I livelli pertanto rimarranno gli stessi, dell'ordine di pochi milliwatt.

Il problema delle spurie resta però quello più importante.

Supponiamo di dover trasmettere su una frequenza attorno ai 100 MHz e che il sistema di modulazione scelto sia la FM.

Un buon fattore di moltiplicazione per un radiotelefono con larghezza di banda di $\pm$ 10 kHz è $f/27$, pertanto partendo da un generatore che oscilli attorno ai 4 MHz potremo fare tre stadi moltiplicanti $3 \times 3 \times 3 = 27$, per cui $4 \times 27 = 108$ MHz. Ora, dopo la prima moltiplicazione noi troveremo sul circuito volano, non soltanto la componente a 12 MHz che è la terza armonica scelta, ma anche la seconda e la quarta, la fondamentale e la quinta, che saranno attenuate in proporzione alla selettività del circuito di collettore e in funzione dell'angolo di circolazione. Supposto un Q con carico di 50, avremo una attenuazione di 3 dB per 1/50 sopra e sotto la $f \times 3$ che nel nostro caso è 12 MHz. Dalle curve universali di risonanza è possibile stabilire a priori di quanti dB saranno attenuate le componenti a 8 MHz e a 16 MHz, rispettivamente seconda e quarta armonica di 4 MHz. Generalmente due circuiti accoppiati con accoppiamento critico permettono di ottenere una sufficiente attenuazione delle frequenze indesiderate.

Sarebbe un errore pensare di eliminare le spurie nello stadio successivo, in quanto a parità di caratteristiche il secondo triplicatore avrà attenuazioni a 3 dB sempre uguali a 1/50, però 1/50 di 36 è tre volte più piatto che il primo triplicatore. Esso perciò sarà solo in grado di attenuare in egual misura la sua seconda e la sua quarta, rispettivamente 24 e 48 MHz. E così dicasi per il terzo triplicatore.

Particolare cura va posta al generatore di frequenza; sia esso un oscillatore libero, che per sua natura può generare armoniche, sia esso controllato a quarzo. Anche in questo caso bisogna assicurarsi che il quarzo non abbia un contenuto di spurie elevato, facilmente presente nei quarzi risonanti nella loro armonica meccanica (1).

Un'altra causa di spurie può trovarsi negli stadi di potenza a transistori. Queste frequenze spurie a prima vista non sembrano avere alcuna relazione matematica con la frequenza che le ha generate. Questo succede quando si ha « amplificazione parametrica ».

Consideriamo ancora il circuito di fig. 1-17, sottoposto ad una forte escursione di corrente. Il transistore si troverà in condizioni di oltre-

---

(1) Quando un quarzo non viene lavorato con molta cura, la sua attività scende e allora il costruttore rimedia aumentando la capacità parallelo, costituita dall'argentatura delle superfici del quarzo stesso. Questo artificio ne aumenta l'attività, però l'oscillazione è forzata e costringe la lamina di quarzo a oscillare anche negli altri modi, e cioè X, Y, Z.

passare gli estremi superiore e inferiore della caratteristica quando passa dallo stato di interdizione a quello di massima corrente.

Altrettanto farà la tensione e al variare di questa varierà anche la capacità di collettore, che è funzione della tensione. Siccome la capacità ha una variazione quadratica rispetto alla tensione, ne risulta che il segnale uscirà molto distorto e cioè molto allungato di sopra e schiacciato di sotto (fig. 1.21), con conseguente generazione di spurie.

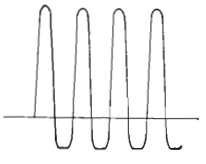


Figura 1.21

Forma d'onda di una tensione oscillante sul collettore di un transistore di potenza RF dovuta all'effetto varactor.

Con un po' di immaginazione sarà ora possibile trasformare il circuito di fig. 1.17 in quello di fig. 1.22 che è appunto un amplificatore parametrico. Questa amplificazione può tradursi in una esaltazione delle correnti armoniche, come nella creazione di nuove frequenze dovute a prodotti di mescolazione ($f_1 + f_2 = f_3$). Un ruolo importante sulla formazione di questi segnali spuri gioca la bobina di disaccoppiamento L_3 del circuito di fig. 1.17 che può facilmente risuonare con la capacità variabile del diodo e generare così nuove frequenze.

Detta bobina dovrà essere la più piccola possibile in valore di induttanza, compatibilmente con la possibilità di non caricare il circuito cui è applicata.

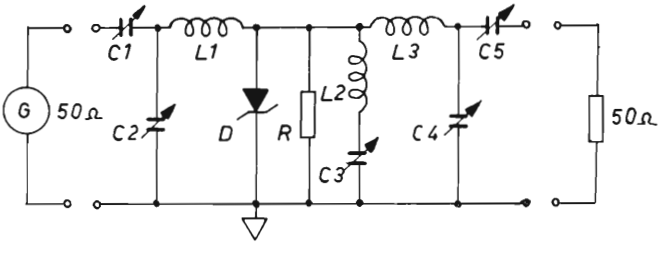


Figura 1.22. - Schema di principio di un amplificatore parametrico. *D* è il diodo varactor.

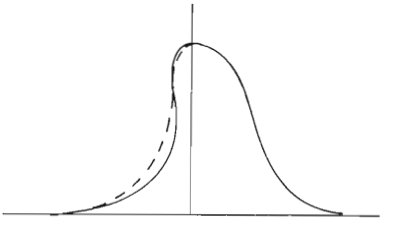
Quando siano rispettate interamente le regole descritte in questo paragrafo, rimarrà un segnale portante della potenza richiesta con residui armonici di secondo, terzo, eccetera ordine, come citato al paragrafo 4. Questi residui verranno attenuati poi con filtri passa basso a 3, 5 o 7 elementi, secondo l'attenuazione necessaria rispetto al segnale portante. Generalmente la potenza spuria ammessa deve essere minore di 25 μW, pertanto nel caso di un trasmettitore da 12 watt l'attenuazione dovrà risultare maggiore di 54 dB.

Se nel caso citato al paragrafo 4, l'attenuazione di seconda armonica è di 30 dB, ciò vuol dire che il filtro dovrà attenuare a questa frequenza almeno altri 24 dB. Dato l'andamento di un filtro passa basso, la terza e le successive armoniche saranno attenuate oltre il livello richiesto.

La curva di risonanza di un circuito simile a quello di fig. 1.22 è un po' strana. Quando la capacità parallelo di un circuito oscillatorio è quella di un diodo varactor, l'andamento della tensione verso risonanza assume l'aspetto di fig. 1.23 linea piena. Senza entrare in det-

Figura 1.23

Curva di risonanza di un circuito parametrico cioè quando la capacità di accordo è costituita da un elemento variabile, funzione della tensione oscillante.



tagli sul perchè di questo fenomeno ci limiteremo a illustrare i sistemi per ridurre o eliminare questa difficoltà. Un primo sistema è quello di aggiungere in parallelo al diodo un'altra capacità fissa che ha lo scopo di linearizzare il diodo (fig. 1.23 linea tratteggiata).

La fig. 1.24 illustra un circuito controfase dove l'andamento anomalo dei transistori viene integralmente corretto con diodi varactor posti in opposizione di capacità dei transistori stessi.

Capita spesso che in un trasmettitore si ritrovi una quinta o sesta armonica che viene esaltata dalle capacità residue dell'elemento amplificatore o dalle risonanze di spezzoni di cavo che collegano il

finale con il relé di antenna o dal relé stesso. Trattandosi solitamente di una sola frequenza è consuetudine inserire all'uscita del trasmettitore una trappola fissa sintonizzata sulla banda di frequenze trasmessa.

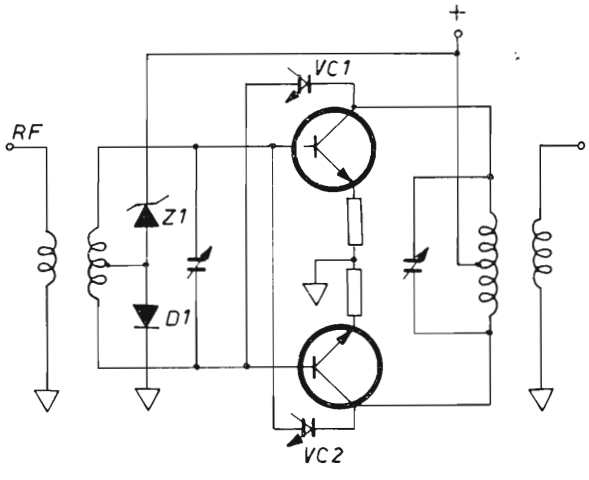


Figura 1.24

Compensazione dell'effetto varactor in un amplificatore controfase, mediante l'introduzione di due diodi V_{c1} e V_{c2}.

6. Stabilità degli amplificatori

Le condizioni di funzionamento dei transistori, specie nelle classi B e C, sono meno stabili di quelle delle valvole termoioniche, pertanto vale la pena di spendere due parole su questo argomento.

Mentre la caratteristiche dei transistori sono spesso aggravate da circuiti impropri e condizioni di lavoro difficili, bisogna inoltre ricordare che i transistori, salvo qualche eccezione, sono triodi e quindi non possono essere incondizionatamente stabili nel loro complesso rapporto di frequenze cui possono funzionare. Qualche volta può aiutare la neutralizzazione degli stadi, però questo non è un rimedio efficace a tutte le frequenze. Fortunatamente negli amplificatori l'impedenza di carico è generalmente bassa quanto quella del transistore, per cui l'adattamento risulta sufficiente a garantire buone condizioni di stabilità.

Tuttavia se l'impedenza di carico dovesse cambiare c'è la possibilità di danneggiamento a causa di autooscillazioni che possono tradursi in valori di tensione che oltrepassano le possibilità del transistore.

Possono presentarsi instabilità anche durante le normali condizioni di funzionamento. Queste instabilità si manifestano sotto forma di frequenze sub-armoniche della frequenza di lavoro e sono dovute all'« effetto di magazzinaggio » del transistore. Esse creano una modulazione di fase o di ampiezza nel segnale di uscita. Questo fenomeno è più accentuato quando si impiegano transistori costruiti per VHF e si fanno lavorare a frequenza più bassa. Il motivo può essere spiegato abbastanza bene, se si pensa che il guadagno di un transistore decresce approssimativamente di 6 dB per ottava con l'aumentare della frequenza di lavoro.

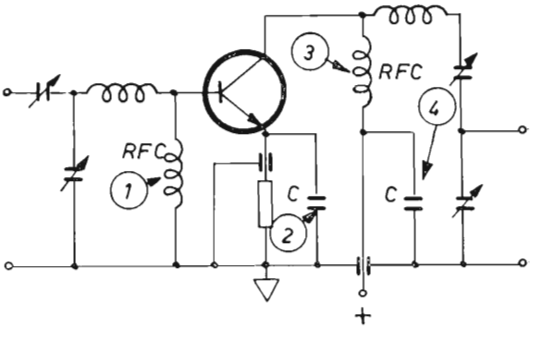


Figura 1.25

I numeri 1, 2, 3 e 4 rappresentano i punti dove è necessario ricercare cause di instabilità e di spurie.

La RFC di base, fig. 1.25, può facilmente risuonare con la capacità di emettitore, pertanto si consiglia l'impiego di una bobina a basso Q, per esempio qualche spira di filo su una perla di ferroxcube, inoltre sarà bene by-passare l'emettitore anche alle frequenze più basse oltre che alla frequenza di lavoro.

Lo stesso discorso vale anche per il circuito di collettore sia per la capacità di disaccoppiamento che per la bobina di arresto. Purtroppo questa bobina è più critica, come accennammo al paragrafo relativo alle spurie.

Dovendo disaccoppiare potenze dell'ordine delle decine di watt, questa bobina dovrà essere fatta in aria e non in ferroxcube, poichè

il suo effetto disaccoppiante sarà buono fino a quando la ferrite, causa il riscaldamento, non superi il suo punto di Curie, dopo di che l'induttanza diminuisce e il transistore tende ad andare in corto circuito, con conseguente aumento della dissipazione e diminuzione della potenza resa.

La bobina in questione pertanto dovrà avere, come già detto in precedenza, una induttanza di valore minimo da consentire un buon disaccoppiamento e tale da non risuonare con le capacità di fuga a frequenze più basse. Anche in questo caso sarà bene fugare capacitivamente oltre la frequenza di lavoro anche quelle più basse, mettendo in parallelo alla capacità di fuga un'altra capacità di valore dieciventi volte più grande.

Infine, la sorgente di alimentazione dovrà essere bene disaccoppiata tra stadio e stadio, sempre con capacità appropriate nonchè bobine di arresto, allo scopo di evitare interazione tra gli stadi.

7. Protezione dello stadio finale

Come citato nel paragrafo precedente, è necessario proteggere taluni transistori di potenza contro i sovraccarichi.

Il sistema generico di protezione di uno stadio RF a transistori consiste nel trovare un elemento sensibile alla tensione, o alla corrente o infine a tutte e due le grandezze e, attraverso un dispositivo

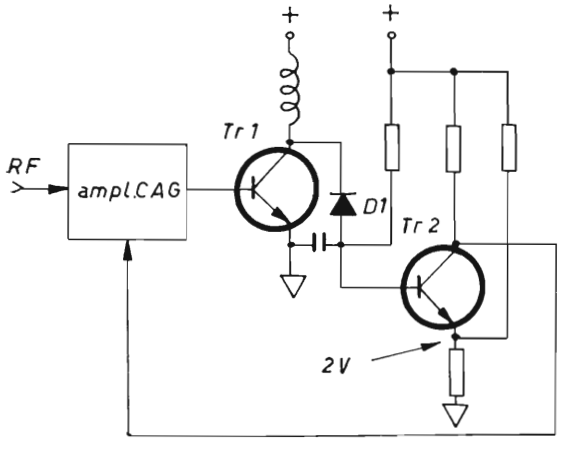


Figura 1.26

Protezione dello stadio finale da sovraccarico di tensione.

amplificatore in cc. di una di queste grandezze, agire sullo stadio o sugli stadi da proteggere, mandandoli all'interdizione, analogamente a quanto succede nei controlli automatici di sensibilità dei ricevitori.

Un dispositivo che tenga conto della differenza di tensione è illustrato in fig. 1.26, dove T_{r1} è lo stadio da proteggere, mentre T_{r2} è l'elemento di controllo. Questo elemento viene polarizzato con una tensione di due volt circa, mentre D_1 sceglie soltanto le semionde negative del circuito oscillatorio che in condizioni normali non scendono mai al di sotto dei due volt. Quando la tensione di alimentazione del transistore T_{r1} sale sopra il suo valore nominale, l'amplificazione sale contemporaneamente e le semionde negative fanno scendere la polarizzazione di T_{r2} sotto i due volt. A questo punto T_{r2} cessa di condurre e sul suo collettore si viene a trovare tutta la tensione cc. esistente a monte della resistenza di carico. Utilizzando questa tensione si potrà controllare uno stadio a basso livello in modo da bloccare la RF.

Come si sa, contrariamente alle valvole, uno stadio in classe C a transistori non consuma quando viene a mancare l'eccitazione.

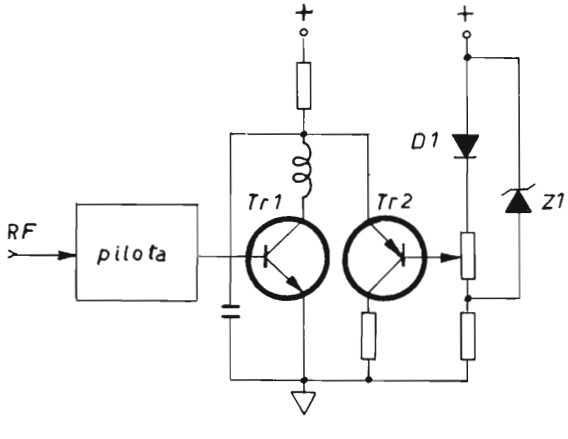


Figura 1.27

Protezione dello stadio finale da sovraccarico di corrente.

Un secondo dispositivo di protezione che tenga conto invece del sovraccarico di corrente viene illustrato in fig. 1.27. Tra la sorgente di alimentazione cc. e il circuito volano si inserirà una resistenza di basso valore, tale però da creare una caduta di tensione in presenza di un sovraccarico di corrente. Il transistore di controllo T_{r2} sarà in questo caso un PNP ed avrà la base polarizzata attraverso una ten-

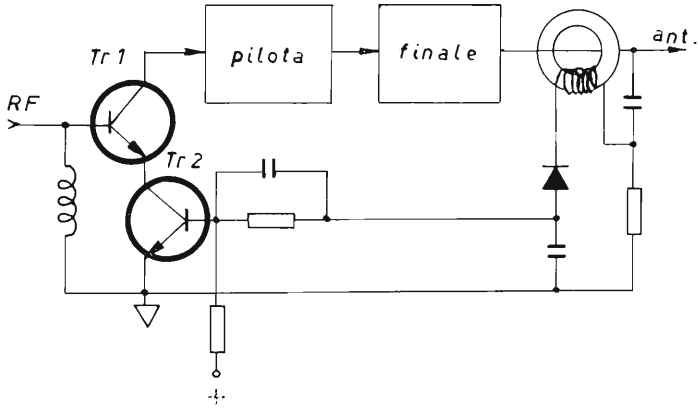


Figura 1.28. - Protezione dello stadio finale con riflettometro.

sione stabilizzata. T_{r2} sarà normalmente interdetto, mentre comincerà a condurre quando nella resistenza comincerà a cadere una tensione corrispondente alla corrente di sovraccarico. In tali condizioni T_{r2} assorbirà corrente come in un stabilizzatore parallelo e la tensione nella resistenza scenderà ulteriormente riducendo l'efficienza di T_{r1} fino a quando il sovraccarico cessa.

Il terzo dispositivo, illustrato in fig. 1.28, è da considerarsi tra i più efficenti. Infatti esso tiene conto sia della tensione che della corrente, trattandosi di un dispositivo che agisce in funzione della stazionarietà presente all'uscita del trasmettitore.

Un riflettometro, cioè un dispositivo accoppiato all'uscita sia per via magnetica che elettrostatica fa sì che le componenti risultanti dagli accoppiamenti si trovino in fase in una direzione e in controfase nella direzione opposta.

Se il trasmettitore è terminato sulla sua impedenza caratteristica, tensione e corrente sono in fase e si otterrà una tensione all'uscita del riflettometro. Durante l'accordo degli stadi di potenza o per una accidentale sconnessione dell'antenna dallo stadio finale, l'uscita non è più una R pura ma diventa una X, pertanto l'andamento della tensione rispetto alla corrente assumerà uno sfasamento che si trasformerà in una riduzione della tensione diretta, letta sul riflettometro e un aumento di quella riflessa. Sarà proprio la tensione riflessa che sposterà la polarizzazione di un transistore T_{r2} normalmente saturato

e posto in serie in uno stadio a basso livello RF. Con il diminuire della tensione di base di T_{r2} si ottiene una polarizzazione di T_{r1} e quindi la diminuzione della sua amplificazione.

Questo dispositivo è tanto rapido che può intervenire anche sui transitori veloci. È logico che cessando la causa di disadattamento nel circuito finale, automaticamente l'amplificatore RF così protetto riprenderà ad erogare la sua potenza.

Un circuito analogo per concetto al precedente, ma più complesso nella sostanza, è quello illustrato in fig. 1.29. Il riflettometro a linea comanda un amplificatore differenziale, le cui uscite comandano energicamente un transistore del tipo PNP, che a sua volta controlla un transistore NPN montato in serie tra emettitore e massa dello stadio RF a basso livello, proprio come nel caso precedente.

7.1. Protezione termica.

Tutti i transistori e in special modo quelli di potenza sono soggetti a dissipare potenza e questo fenomeno si traduce in un aumento di temperatura della giunzione. Misure precauzionali sono prese dal

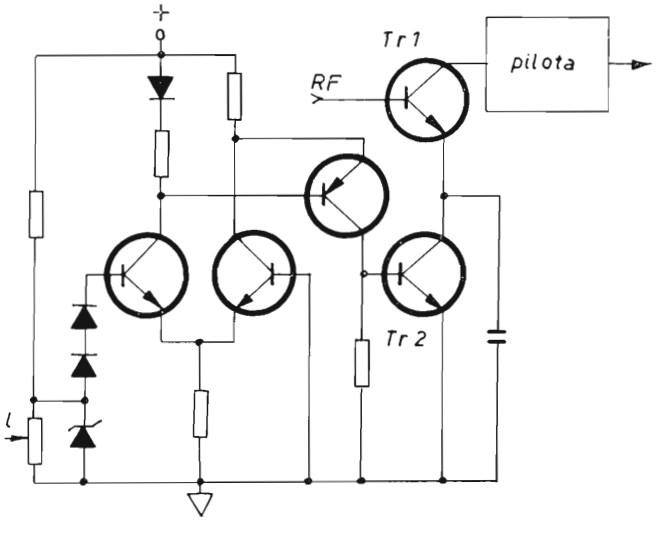


Figura 1.29. - Protezione da sovraccarico con riflettometro più complesso del tipo di fig. 1.28.

costruttore per fare in modo che la temperatura formatasi all'interno possa venir trasferita sulla custodia nel più breve tempo possibile. Le resine epossidiche assolvono abbastanza bene questo compito, perchè come si sa, almeno due dei tre elettrodi di un transistore devono essere isolati da massa. Il materiale usato per l'incapsulazione deve avere notevoli caratteristiche elettrofisiche, poichè non deve avere perdite dielettriche ed a RF, deve condurre bene il calore, deve avere una forte resistenza meccanica. Allo stato attuale si ottiene facilmente lo 0,5° C/W di smaltimento tra giunzione e custodia e questo si ottiene con particolari ossidi, come l'allumina e l'ossido di berillio.

Una volta portato il calore alla custodia, bisogna trovare un sistema per smaltirlo e disperderlo, mediante superfici appropriate di rame o alluminio anneriti, che sono materiali buoni conduttori del calore. Non è questa la sede per parlare di come si determinano queste superfici che, d'altro canto, sono ampiamente illustrate nei manuali delle caratteristiche dei transistori.

Quando le potenze in gioco sono piuttosto grandi si ricorre alla ventilazione forzata, oppure a dispositivi termostatici che riducono la potenza del trasmettitore quando la temperatura dovesse raggiungere valori eccessivi.

8. Moltiplicatori di frequenza

Convenzionalmente i moltiplicatori di frequenza sono polarizzati per lavorare verso la classe C e impiegano un circuito risonante di uscita. In VHF e quando è necessario ottenere parecchi milliwatt in uscita, l'efficienza dei moltiplicatori risulta piuttosto bassa. In questo caso possono essere usati con buoni risultati i moltiplicatori parametrici a transistori.

Un circuito tipico è illustrato in fig. 1.30.

Il circuito di base è sintonizzato sulla frequenza pilota. L_1 e C_1 risuonano con la capacità di collettore del transistore alla frequenza fondamentale. Ora, se la capacità di giunzione del collettore non è lineare con l'escursione della tensione (solitamente è quadratica), il transistore diventa un varactor e la tensione di uscita avrà un forte contenuto di seconda armonica. La potenza su questa frequenza viene

esaltata rispetto alle altre componenti attraverso L_2, C_3 e C_3. Uno stadio così concepito avrà un buon guadagno alla frequenza di ingresso e nello stesso tempo buona efficienza di moltiplicazione alla frequenza di uscita.

Questo circuito può venire impiegato con successo come moltiplicatore e pilota nello stesso tempo di uno stadio di potenza. È possibile ottenere qualche watt.

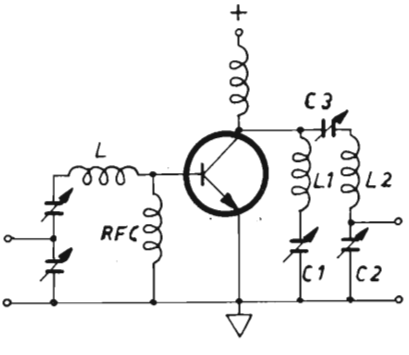


Figura 1.30

Amplificatore parametrico impiegato come moltiplicatore

8.1. Moltiplicazione con varactor.

Allo stato attuale della tecnica non è possibile fornire potenze superiori a 30-40 watt su frequenze superiori a 175 MHz.

Esistono transistori che funzionano bene a 500 MHz con uscita di qualche watt. Il guadagno però con il salire della frequenza decresce, mentre il prezzo sale, pertanto oggi sono consigliate soluzioni più semplici.

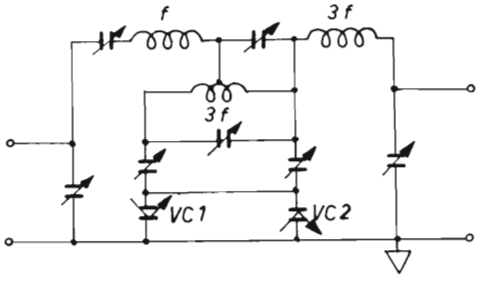


Figura 1.31

Moltiplicatore parametrico controfase. Esso ha il vantaggio di sopprimere gli ordini dispari in duplicazione, quelli pari in triplicazione.

È facile ottenere discrete potenze a 175 MHz con circuiti a transistori e poi moltiplicare parametricamente con diodi varactor. Il loro rendimento è dell'ordine del 70 fino all'80 %, fornendo all'uscita parecchie decine di watt in seconda o terza armonica. Può essere impiegato un solo diodo per duplicare o triplicare, però è molto vantaggioso impiegare due diodi varactor in circuito push-pull (fig. 1.31). Questo circuito offre una grande stabilità e inoltre sopprime la fondamentale e la terza armonica in caso di duplicazione, la seconda e la quarta in caso di triplicazione.

8.2. Amplificatori RF per SSB.

Trattasi di amplificatori lineari e cioè funzionanti nelle classi inferiori alla classe C, salvo casi particolari. In questo modo un segnale modulato in ampiezza negli stadi a basso livello arriverà indistorto allo stadio finale.

Ancora per la stessa ragione di ottenere linearità dagli amplificatori RF, non è possibile moltiplicare la frequenza generata perchè, come si sa, un duplicatore lavora con buon rendimento di moltiplicazione tra le classi B e C.

Quando sia necessario ottenere emissioni su frequenze alte bisogna ricorrere alla trasposizione di frequenza mediante conversione. Questa può essere ottenuta sia a basso che ad alto livello. Solitamente il punto più adatto per effettuare la conversione sarà quello dove la catena di amplificazione RF spezza in due l'amplificazione totale, in modo che i due tronchi, causa l'amplificazione diretta, non generino instabilità dovuta a segnale di uscita che rientra sull'ingresso.

9. Modulazione

Per modulazione si intende generalmente uno dei tanti sistemi atti a sovraimporre un segnale BF ad una portante RF. Le varie soluzioni che interessano i mezzi mobili sono la modulazione di frequenza e di fase, la modulazione di ampiezza e la banda laterale unica.

Di questi due ultimi sistemi daremo un esempio esplicativo, sia per la larga diffusione del primo sistema, sia per le caratteristiche peculiari del secondo.

L'espressione matematica che rappresenta un segnale RF modulato in ampiezza è la seguente:

$$i = I \cos \omega t + \frac{mI}{2} \cos (\omega - \omega_m)t + \frac{mI}{2} \cos (\omega + \omega_m)t$$

in cui I è l'ampiezza del segnale RF e ω la pulsazione corrispondente; ω_m è la pulsazione del segnale BF e m è l'indice di modulazione. Come si vede in questa espressione c'è dentro tutto. La portante, rappresentata dal primo termine del secondo membro e le bande laterali rappresentate dagli altri due.

Per un indice di modulazione $m = 1$, la potenza che deve erogare lo stadio finale RF verrà suddivisa in sei parti, dove le prime quattro spettano alla portante e le altre due, una per ciascuna, alle bande laterali.

Quando si riceve un segnale del genere si utilizza solo l'informazione di una sola banda, dato che tutte e due dicono la stessa cosa, mentre la portante viene eliminata. Così facendo si utilizza solo la sesta parte della potenza RF erogata dal trasmettitore.

Perciò se è vero, com'è vero, che la portante può essere rigenerata all'arrivo e che con opportuni filtri si può sopprimere una delle due bande laterali all'origine, sarà altrettanto vero che la stessa potenza RF utilizzata in un trasmettitore AM darà in SSB una banda laterale di potenza sei volte maggiore di quella che si potrebbe ricevere con il sistema AM normale. Questo incremento equivale a 8 dB, più altri 3 dB che si possono ottenere dal ricevitore, il quale dovendo far passare una banda che è la metà di quella AM, migliorerà appunto il rapporto segnale disturbo di 3 dB, come vedremo in seguito a proposito di ricevitori.

Undici decibel appunto sono il prezzo che vale la maggior complessità del sistema a banda laterale unica, rispetto ai sistemi convenzionali AM.

Come sia possibile arrivare a simili risultati è abbastanza noto, però per completare l'argomento, citeremo brevemente i sistemi usati.

Nei ricetrasmettitori e comunque in telefonia, la banda passante fonica è stata stabilita da 300 a 3.000 Hz, pari ad un intervallo di fre-

quenza di 2.700 Hz (3.000-300). Questo intervallo è generalmente adatto a far passare la parola umana sia maschile che femminile. Ne risulta che una portante modulata in ampiezza, fig. 1.32, occuperebbe un canale largo come in A, mentre la stessa, con la portante più una banda soppressa (SSB), ne occuperebbe meno della metà; come visibile in B.

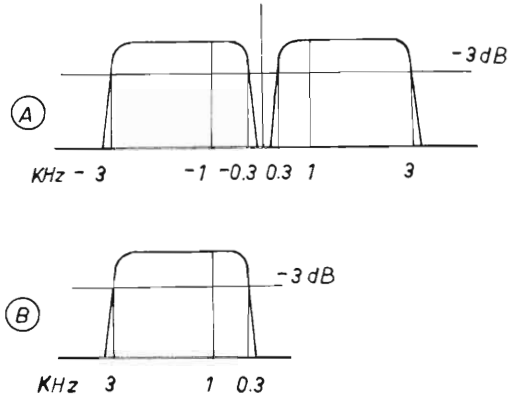


Figura 1.32

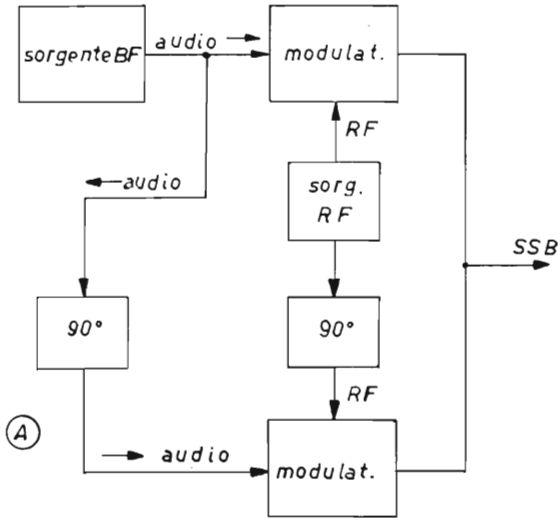
A: **Spettro della banda occupata in un sistema trasmittente a modulazione di ampiezza.**
B: **spettro di un sistema a banda laterale unica.**

I sistemi per sopprimere la banda indesiderata sono fondamentalmente due:

1) Per sfasamento, dove la portante e la BF vengono separatamente divise e sfasate di 180° e i prodotti mescolati opportunamente su due modulatori bilanciati ottenendo per somma e differenza la cancellazione di una delle due bande e della portante.

2) Per « forza bruta », come la usano definire gli americani, dove le due bande laterali vengono liberate della portante attraverso un modulatore bilanciato e quindi un filtro meccanico oppure a cristallo, sintonizzato su una delle due bande, lascia passare solo quella su cui esso è sintonizzato, sopprimendo quella indesiderata.

I due sistemi sono rappresentati negli schemi a blocchi delle figg. 1.33 A-B e 1.34. In appendice parleremo più diffusamente di filtri selettivi a quarzo e del loro meccanismo di funzionamento.



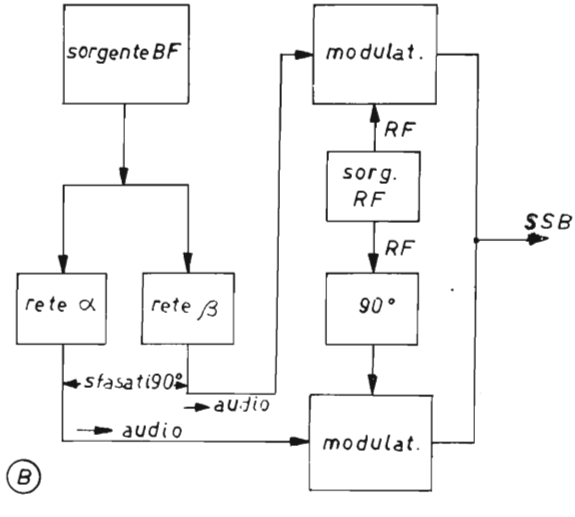


Figura 1.33

Schema a blocchi di due sistemi idonei a realizzare la SSB per sfasamento.

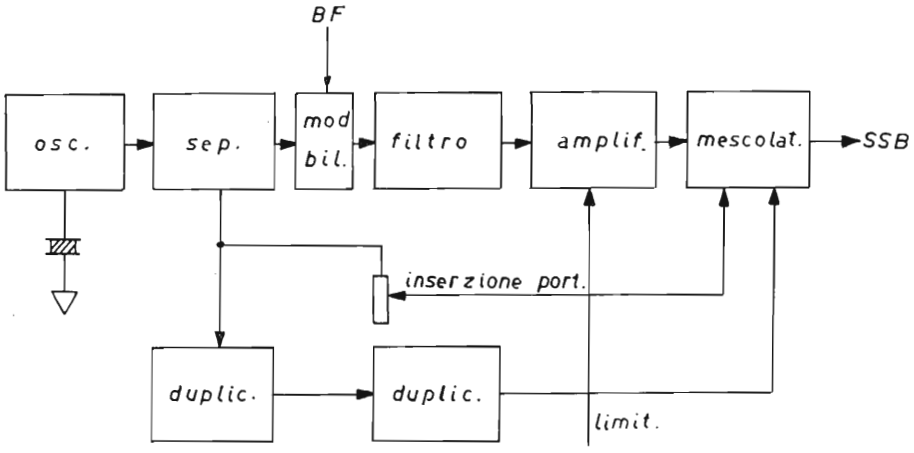


Figura 1.34. - Schema a blocchi di un sistema eccitatore SSB con filtro soppressore di banda.

9.1. Modulazione di ampiezza.

I sistemi per modulare in ampiezza una portante sono noti e salvo qualche piccola variante, detti sistemi sono ancora validi anche con i transistori.

Tenendo sempre presente il fatto che i transistori sono triodi e per di più questi triodi hanno capacità considerevoli, sarà necessario ricorrere a qualche espediente per permettere allo stadio finale di avere un buon rendimento con una profondità di modulazione ragionevole.

Le premesse per avere una buona modulazione sono tre:

1) Si ha modulazione in uno stadio quando il rapporto tra le due frequenze impiegate quale portante e quale informazione rispettivamente, sia superiore a dieci.

2) Sovrapponendo alla portante una BF, tale che questa riesca istantaneamente a raddoppiare la portante stessa, oppure annullarla, si ha una profondità di modulazione del 100 %.

3) Sovrapponendo sulla portante un segnale BF contenuto entro lo spettro acustico si ottengono due bande laterali il cui valore rappre-

senta la somma e la differenza del segnale BF rispetto al valore della portante stessa. È ovvio che in assenza di segnale rimarrà la sola portante.

È evidente perciò che tanto più alta sarà la frequenza BF di modulazione tanto più largo sarà il canale occupato.

Analizziamo questi punti:

Per il punto uno c'è poco da dire, poichè fissata la frequenza modulante, automaticamente risulta stabilita anche la frequenza portante minima che si può impiegare. Questi sono casi poco frequenti e interessano le onde lunghe e la filodiffusione.

Il punto due riguarda la profondità di modulazione e quindi la dinamica della portante.

In un trasmettitore a canale musicale la dinamica di un segnale rappresenta l'espressione di un suono o per dirla in parole povere i piani e i forti. Nei canali telefonici invece dove interessa di più l'intelligibilità, dato che viene generalmente trasmessa la parola, la profondità di modulazione rappresenta soprattutto la portata massima della stazione. Infatti modulando al 100 % una portante si viene a raddoppiare sia la tensione sia la corrente, per cui la potenza di picco diventa quattro volte maggiore di quella della portante non modulata.

Generalmente con i transistori si usa modulare sul collettore del finale, ciò che corrisponde alla modulazione di placca di un triodo. Sfortunatamente con i transistori non si possono ottenere profondità di modulazione che vadano al di là del 50 %, causa la forte capacità base-collettore che permette attraverso tale via il trasferimento della RF, così che questa porzione di portante non è sensibile al processo di modulazione, facendola ritrovare ancora sul collettore allo stato originario.

Si è pensato di modulare allora la base, ma come tutti sanno anche con le valvole termoioniche i rendimenti sono bassi. Così si è deciso di associare i due sistemi, modulando non la base dello stadio finale, ma il collettore del pilota, mediante una adeguata porzione di BF in modo che anche esso moduli al 50 %. Così, sommando queste due modulazioni che sono perfettamente in fase tra loro, data l'unica sorgente che li modula, il sistema si comporta allo stesso modo sia per il finale che per il pilota, ottenendo così profondità di modulazione che sono abbastanza prossime al 100 %.

Naturalmente la modulazione della parola ha una forma piuttosto complessa che va dalle sfumature ai pieni di modulazione. Ol-

tre a questo, essa dipende anche dal livello medio di voce, che varia da persona a persona. Pertanto solo alcuni picchi della BF arriveranno a modulare al 100 %, mentre il livello medio di modulazione sarà molto più basso. Si sarebbe tentati di aumentare il livello audio, in modo da ottenere modulazioni medie più profonde, se non che i picchi di modulazione positivamente continuano ad aumentare la portante, ma negativamente non si può andare sotto zero per cui la portante si interrompe producendo degli spruzzi RF che tra le altre cose rappresentano altrettante portanti e subportanti che sporcano la banda in cui si trasmette per parecchi megahertz. Quindi diventa necessario non superare il 100 % di profondità di modulazione. Ora le vie sono due.

I grossi complessi trasmittenti usano indici di modulazione che non vanno al di là dell'80 % avendo essi esigenze di dinamica dei suoni. I trasmettitori per la parola invece modulano molto prossimi al 100 %, aumentando il livello medio di modulazione e quindi « tosando » mediante limitatori chiamati « clipper » nella terminologia corrente e che possono essere stadi BF saturati in modo che i segnali più forti vengano squadrati, oppure sistemi a diodi con cui è possibile regolare la soglia di tosatura variandone la polarizzazione (figura 1.35 A-B).

Con questi dispositivi si ottengono rendimenti molto alti come intuitivamente lo illustra la fig. 1.36. Sarà comunque necessario operare in modo da contenere la distorsione entro limiti abbastanza stretti (5-10 %), perchè ogni squadratore è un generatore di armoniche, e quindi bisognerà ridurre queste armoniche con circuiti di de-enfasi dei quali parleremo diffusamente nel paragrafo dedicato alla modulazione di frequenza.

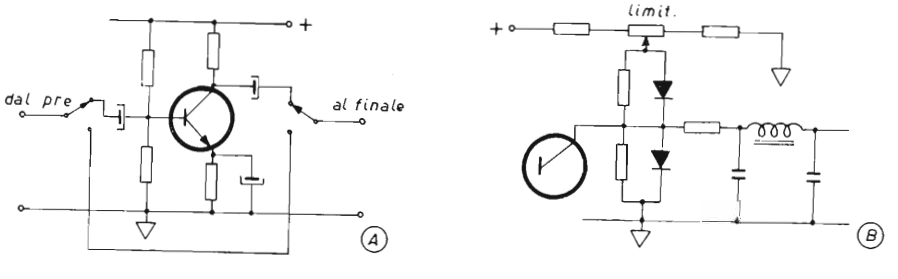


Figura 1.35. - Limitatore di modulazione. *A*: per saturazione di un transistore. *B*: per tosatura con diodi.

Il punto tre infine interessa la larghezza di banda, dovuta alla necessità di modulare frequenze relativamente alte.

Come si sa, la larghezza del canale per la radiodiffusione è stata stabilita in 10 kHz. Ciò vuol dire che nei 10 kHz successivi opera un'altra stazione e tra le due ci deve essere una buona attenuazione, tale che l'una non disturbi l'altra. Da ciò si vede che se si modula una portante con un segnale BF di 4.500 Hz, si ottengono due bande laterali che distano tra loro 9 kHz. Vuol dire che nell'intervallo di 500 Hz per parte che rimane come guardia tra i due canali dovrà avvenire quella attenuazione di cui si è parlato prima.

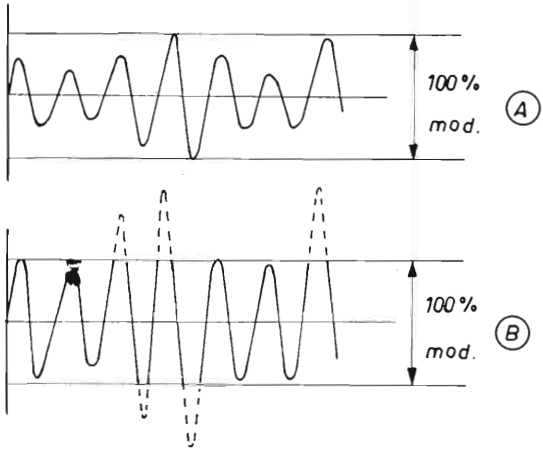


Figura 1.36

Effetti del limitatore.
A: **modulazione 100 % ai picchi BF.**
B: **aumento della profondità di modulazione media con limitazione dei picchi.**

Per la parola si usa uno spettro più stretto senzaperaltro sacrificare la intelligibilità. I militari chiedono una banda BF contenuta in una fascia di 3-4 dB, che va da 300 a 3.000 Hz, mentre per le apparecchiature civili la banda è stata fissata in 300-2.500 Hz. In tutti e due i casi la larghezza di banda del canale utilizzato alla frequenza BF più alta è di 6.000 Hz e 5.000 Hz rispettivamente; un buon trasmettitore impiegherà un filtro passa basso che impedisca in ogni caso a segnali di frequenza più alta di allargare inutilmente la banda. Il modulatore stesso distorcendo un segnale a 3.000 Hz può produrre bande laterali a ± 6.000 Hz, ± 9.000 Hz, eccetera e pertanto il filtro passa basso citato diventa un elemento indispensabile.

9.2. Modulatori BF e amplificatori telefonici.

La potenza BF necessaria a produrre la modulazione prossima al 100 % in AM negli apparati a transistori è press'a poco la stessa impiegata nei circuiti a valvola. Siccome si modula di ampiezza, si modula una sola banda laterale, pertanto la potenza BF necessaria a modulare è uguale alla metà della potenza spesa per generare la portante. Fortunatamente gli stadi finali a transistori hanno rendimenti dell'ordine dell'80 %, per cui solo un 20 % in più della metà potenza a RF andrà speso per modulare al 100 %. Se poi teniamo conto del rendimento del trasformatore di modulazione — che è l'elemento che adatta lo stadio finale BF al trasmettitore RF — valutabile al 70-80 %, ricaveremo la potenza reale BF necessaria a produrre la modulazione desiderata secondo la formula:

$$P_m = \frac{(W_{RF}/2)/\eta_{RF}}{\eta_{T\,\mathrm{mod}}}$$

dove: W_{RF} è la potenza del trasmettitore $= V_{ce} \cdot I_c$;
η_{RF}, il rendimento dello stadio finale RF;
$\eta_{T\mathrm{mod}}$, il rendimento del trasformatore di modulazione.

E ancora: il rapporto di trasformazione sarà dato dalla:

$$N = \sqrt{\frac{Z_{bf}}{Z_{rf}}}$$

dove: Z_{bf} è il carico dello stadio finale BF;
Z_{rf} è il carico dello stadio finale RF $(= V_{ce}/I_c)$

Questi dati, che sono generici per modulatori a tubi elettronici, dovranno essere aumentati di un 10 %, per tener conto della potenza necessaria a modulare lo stadio pilota.

Infatti, se il guadagno di uno stadio RF è di 10 dB, la potenza di quello che lo pilota sarà appunto il 10 % della potenza finale. Per il calcolo del trasformatore di modulazione rimandiamo all'appendice III.

9.2.1. Clipper (tosatore).

Tra gli stadi a basso livello BF va inserito il clipper di cui si è già parlato precedentemente circa la sua funzione nel trasmettitore.

Come circuito c'è ben poco da dire, oltre a quanto già detto, tranne che occorre controllarne la simmetria, cioè assicurarsi che esso squadri sopra e sotto alla stessa maniera. Se infine esso è includibile manualmente, occorre controllarne il livello di uscita rispetto a quando è escluso, per far si che il suo guadagno non mandi in saturazione gli stadi successivi, con conseguente distorsione.

9.2.2. Preamplificatore telefonico.

Esso non differisce dai normali amplificatori se non per il condensatore di accoppiamento tra la base e il microfono. Questo condensatore ha lo scopo di tagliare blandamente le basse frequenze al di sotto dei 300 Hz, frequenze queste che contribuiscono scarsamente ad aumentare la intelligibilità, mentre sono dannose al modulatore in quanto la maggior quantità di potenza viene spesa proprio per amplificare le frequenze basse non utilizzate dalla banda BF richiesta.

Questo taglio, come pure quello oltre i 3.000 Hz, può venir fatto in un altro punto del modulatore.

L'ingresso microfonico dovrà essere accuratamente schermato e talvolta by-passato a RF per impedire che segnali generati dal trasmettitore stesso rientrino in BF e vengano rivelati dal preamplificatore a causa della sua alta sensibilità (5-10 mV BF) e della caratteristica non lineare del transistore preamplificatore, sicchè esso si comporta come un diodo rivelatore.

La fig. 1.37 illustra un trasmettitore completo che funziona sui principi esposti in precedenza.

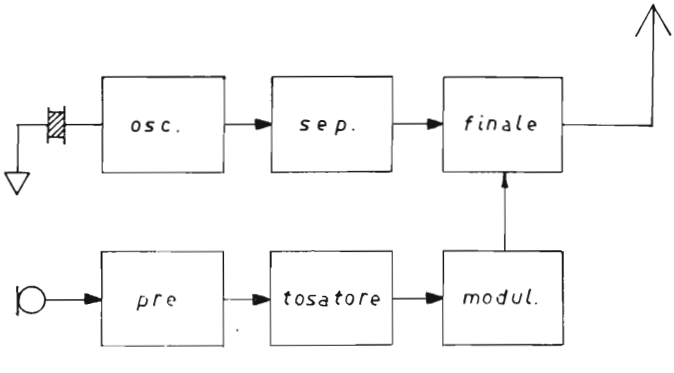


Figura 1.37. - Schema a blocchi di un trasmettitore RF modulato in ampiezza.

9.3. Modulazione di frequenza e di fase.

È questo uno dei più interessanti sistemi di modulazione per apparecchiature mobili e impianti fissi per i seguenti motivi. Primo; questo sistema di modulazione è vantaggioso soprattutto per il basso consumo del modulatore, mentre la sua semplicità lo fa paragonare ad un sistema AM; inoltre il suo costo è veramente modesto trattandosi di due, o al massimo tre stadi a basso livello. Secondo; questo sistema è vantaggioso per le larghezze di banda che si possono modulare, rendendolo adatto non soltanto a sistemi di trasmissione ad alta fedeltà, ma bensì nei ponti radio telefonici, dove attraverso sistemi di multiplex si possono ottenere parecchie conversazioni simultanee.

Il principio di funzionamento di questo tipo di modulazione si identifica in una variazione di frequenza, più o meno alta, rispetto alla frequenza di lavoro, con un ritmo pari a quello della BF modulante e con una variazione di frequenza ($\pm \Delta f$) che può variare secondo la larghezza di canale prescelta. In altre parole, la modulazione al 100 % è soggettiva ed è legata allo standard scelto per il ricevitore.

Un esempio chiarirà di più il concetto.

Se un ricetrasmettitore ha il ricevitore predisposto per una banda passante di $\pm$ 15 kHz, il trasmettitore che viene ricevuto dal ricevitore summenzionato modulerà al 100 % la portante quando la frequenza portante varia di $\pm$ 15 kHz.

Impiegando un ricevitore a banda stretta e cioè $\pm$ 5 kHz, si avrà sovramodulazione quando si trasmette con $\pm$ 15 kHz, in quanto il discriminatore del ricevitore a banda stretta sarà lineare per $\pm$ 5 kHz con un piccolo margine in più, per tener conto di inevitabili derive sia termiche che per invecchiamento dei quarzi.

9.3.1. Modulazione di frequenza.

È il sistema più immediato, come spiegazione teorica, però presenta difficoltà pratiche dovute al fatto che non è possibile far variare ampiamente la frequenza di un quarzo, mentre gli oscillatori liberi hanno indici di stabilità insufficienti per l'impiego in apparecchiature professionali. Solitamente il problema viene risolto con dispositivi CAF (controllo automatico di frequenza), che correggono la deriva di un oscillatore libero, confrontandone la frequenza con quella di un oscillatore a quarzo.

I sistemi a CAF sono poco adatti alla realizzazione di radiotelefoni per uso mobile, dato il maggior ingombro e la complessità dei dispositivi di controllo, e per tale motivo viene quasi universalmente impiegato il sistema a modulazione di fase.

9.3.2. Modulazione di fase.

Questo sistema differisce dal precedente per il fatto che un segnale di portante controllato a quarzo viene modulato sull'anticipo e il ritardo della fase del segnale stesso, mediante dispositivi a reattanza variabile i quali, con il ritmo della modulazione BF, dissintoniz-

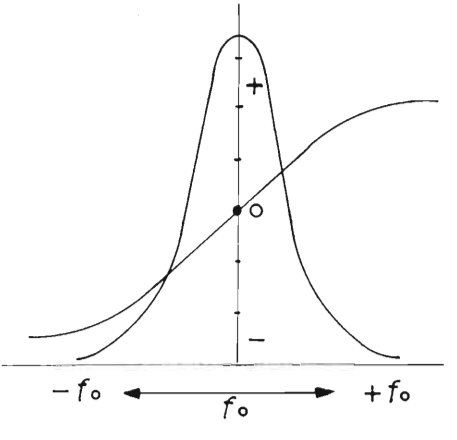


Figura 1.38

Andamento della fase relativo ad un circuito oscillante.

zano sopra e sotto alternativamente un circuito volano in modo da creare un anticipo o un ritardo della fase del segnale portante che si trova a passare per questo circuito.

La variazione di fase così ottenuta si trasformerà in una variazione di frequenza nello stadio successivo, come vedremo più avanti.

Purtroppo con la modulazione di fase si ottengono indici di modulazione molto bassi, aggirantisi attorno al radiante di variazione di fase. Solo con dispositivi più complessi è possibile raggiungere i due radianti. È evidente che per ottenere la larghezza di banda ri-

chiesta, sarà necessario partire da frequenze molto basse e poi moltiplicarle fino ad ottenere tanti radianti di rotazione di fase corrispondenti allo spostamento di frequenza richiesto.

Accettando distorsioni comprese entro il 10% con un $\Delta f = \pm$ 5 kHz è possibile moltiplicare anche solo per otto oppure nove. Con deviazioni di $\pm$ 15 kHz è necessario moltiplicare per dodici o diciotto e per distorsioni inferiori al 5 %, anche per trentasei.

La distorsione è legata a due fattori principali che analizzeremo osservando la fig. 1.38. In essa è rappresentata una curva universale di sintonia, con relativo andamento della fase. In primo luogo vediamo che l'andamento della fase non è lineare con la frequenza, ma tende a comprimersi allontanandosi da f_o. Pertanto per avere basse distorsioni sarà necessario utilizzare un campo di frequenza (uguale a $2\,\Delta f$) il più stretto possibile. Per ottetnere maggiori deviazioni senza peggio-

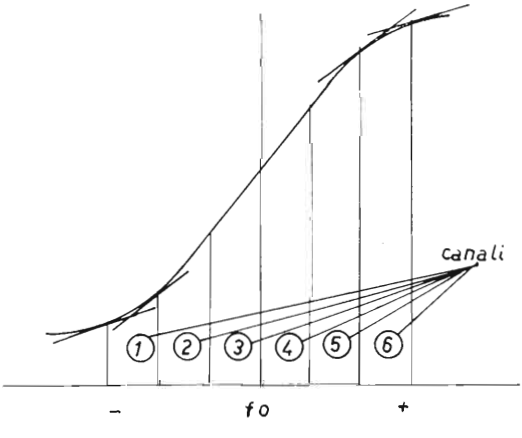


Figura 1.39

Variazione della pendenza della fase nei trasmettitori pluricanali. I canali 1, 2 e 6 hanno indici più bassi e distorsioni maggiori che i canali 3 e 4.

rare la distorsione sarà necessario diminuire il Q del circuito volano modulato, in modo da contenere la banda $2\,\Delta f$ nel tratto lineare della fase. Così facendo però il livello di modulazione decresce, perchè la pendenza della fase diminuisce e solo un maggior Δf può compensare la perdita.

Nei trasmettitori pluricanale è necessario appunto un Q del circuito piuttosto basso, in modo da consentire che i canali estremi modulino abbastanza profondamente e con distorsioni accettabili (figu-

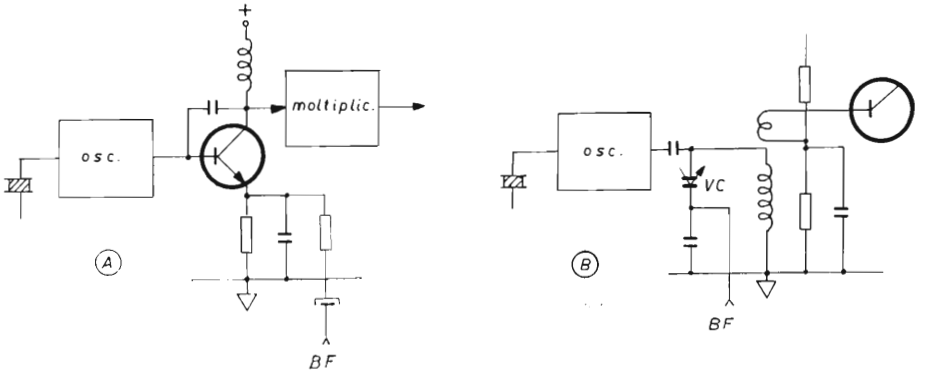


Figura 1.40. - Modulatore di fase. *A*: **per variazione della reattanza del transistore.** *B*: **per variazione della capacità di un diodo varicap.**

ra 1.39). Sarebbe opportuno, per restare centrati con la fase, commutare contemporaneamente al quarzo di canale anche la capacità di accordo del circuito volano, in modo da mantenere alto il Q del circuito in questione, dato che in questo caso esso risulta accordato per ogni frequenza.

La seconda e più rilevante causa di distorsione è legata al tipo di modulatore.

Vi sono due sistemi fondamentali per modulare la fase di un trasmettitore FM: per variazione della reattanza di un transistore o per variazione della capacità di un diodo varicap.

Il sistema a reattanza variabile si basa sulla somma vettoriale di due segnali sfasati tra loro di 90°, per cui la risultante in uscita è una modulazione di fase, ovvero di frequenza con enfasi di 6 dB per ottava.

Il secondo sistema di modulazione è dovuto all'azione del diodo varicap, il quale trovandosi in parallelo alla bobina del modulatore costituisce un circuito oscillante la cui sintonia varia con il ritmo della BF inviata ai suoi capi. Il continuo disallineamento di questo circuito rispetto agli altri ad accordo fisso determina appunto l'anticipo e il ritardo della fase rispetto alle condizioni di riposo. I due sistemi sono illustrati dalle figg. 1.40 A-B.

Purtroppo, come abbiamo visto nei precedenti capitoli, l'andamento della capacità di un diodo varicap non risulta lineare con

la tensione (fig. 1.41), pertanto applicando, ad esempio una BF a un diodo varicap, si otterrà una variazione di capacità che è tutt'altro che lineare con la tensione modulante, perciò anche in questi casi conviene porre in parallelo a questa capacità variabile un'altra fissa, in modo da linearizzare la caratteristica. In sostanza si tratta di utilizzare una piccola porzione della curva di capacità in modo che questa porzione possa considerarsi come una retta.

Causa queste limitazioni non si può modulare oltre il radiante con i sistemi convenzionali e perciò, volendo ad esempio ottenere un Δf di $\pm$ 10 kHz a 165 MHz, sarà necessario moltiplicare la frequenza dell'oscillatore almeno per 18 così che il Δf all'origine sarà di 0,55 kHz circa e la frequenza dell'oscillatore sarà 165/18 = 9,16 MHz

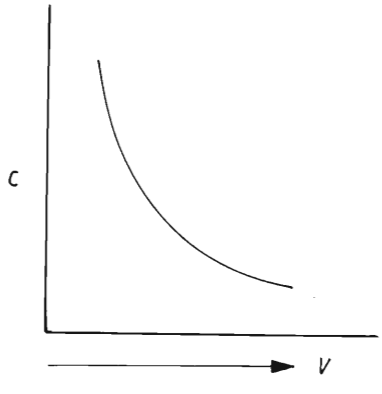


Figura 1.41

Andamento della capacità di un diodo varicap in funzione della tensione.

circa. Si tenga però presente che anche la stabilità dell'oscillatore peggiorerà 18 volte alla frequenza moltiplicata, perciò se si ammette una deriva di 1 kHz a 165 MHz, la stabilità dell'oscillatore dovrà essere di circa 6 Hz per MHz, e cioè 6 parti su 10^6. ([1]).

Non è tassativamente stabilito che si debba moltiplicare per 18 come nel caso precedentemente illustrato. Ciò dipenderà essenzialmente dalla distorsione minima che si vuole ottenere, pertanto si

([1]) Moltiplicando la frequenza si moltiplica anche l'errore di deriva che percentualmente però resta sempre lo stesso. Per questo motivo si preferisce esprimersi in Hz per MHz.

potrà anche moltiplicare per 12 nei casi dove la distorsione non rappresenta un dato molto importante, oppure si potrà moltiplicare per 24 o 36 dove le esigenze sono maggiori, come vedremo più avanti.

Nel caso che un ricetrasmettitore debba funzionare quale ripetitore di un altro trasmettitore, sarà necessario che la distorsione sia bassa, secondo la radice della somma dei quadrati delle distorsioni del trasmettitore di testa con quella del ricevitore che la demodula, quindi con il trasmettitore che la ripete e infine con il ricevitore che la utilizza. È evidente ora come in caso di servizi del genere la distorsione su tutto il collegamento non dovrà superare il 10 %.

In casi particolari vi sarà anche più di un ripetitore e allora oltre la distorsione entrano in campo anche altri fattori che sono rappresentati dalla attenuazione degli estremi della banda BF.

9.3.3. Indice di modulazione.

La modulazione di fase ha una particolare caratteristica. L'indice di modulazione non è una funzione dell'ampiezza, come succede nei trasmettitori AM, ma una funzione della frequenza, cioè tanto più alta è la frequenza di modulazione e tanto maggiore è il Δf ottenuto, con una proporzione lineare pari a 6 dB per ottava. Facciamo un esempio: se un segnale BF di 1.000 Hz provoca un Δf di $\pm$ 1 kHz sulla portante, un segnale di 2.000 Hz provoca un Δf di $\pm$ 2 kHz e 4.000 Hz un Δf di 4 kHz. Come si vede la banda RF continua ad allargarsi con l'aumentare della frequenza BF, e quindi si hanno indici di modulazione variabili di 6 dB per ottava.

Per non sovramodulare nelle frequenze acute, oppure per non modulare insufficientemente alle basse, si ricorre ai compressori dinamici, che oltre ad essere sensibili all'ampiezza del segnale BF sono anche sensibili alla frequenza.

Il segnale BF che entra nell'amplificatore viene enfatizzato di 6 dB per ottava, in modo che un limitatore posto all'uscita possa tosare via via che la frequenza aumenta. Dopo il limitatore c'è una de-enfasi ancora uguale a 6 dB per ottava in modo che le due curve siano complementari, con il risultato di ottenere ancora una curva piatta. Il dispositivo è illustrato nello schema a blocchi di fig. 1.42.

Come si può intuire dallo schema, il limitatore entrerà in funzione solo quando arrivano segnali troppo forti, oppure quando la frequenza enfatizzata supera il livello di soglia previsto (curva tratteggiata).

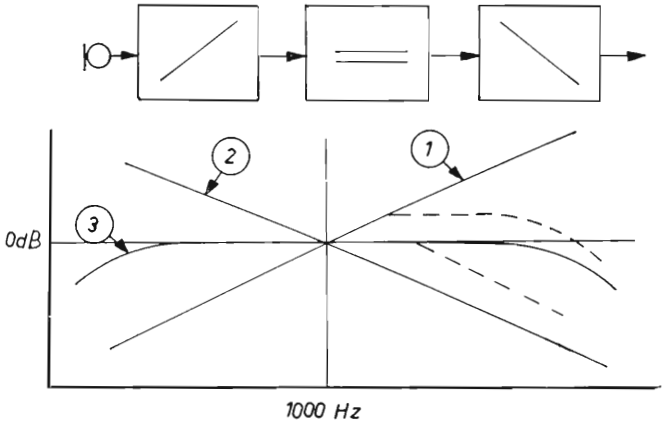


Figura 1.42. - Andamento della BF in un amplificatore adatto a modulare i sistemi di cui le figg. 1.40 *A* e *B*.

Sotto compressione pertanto la curva di risposta non sarà più piatta ma seguirà l'andamento imposto dalla de-enfasi.

Il limitatore discusso può essere realizzato facendo squadrare un transistore per saturazione, oppure mediante diodi. Tutti e due i sistemi sono realizzati con la soglia regolabile, in modo da poter definire la larghezza di banda.

Un buon limitatore deve agire, oltre la larghezza di banda stabilita, in modo che un segnale BF con distorsione 5-10 %, aumentato di 10 dB provochi un aumento del segnale stesso non superiore a una volta e mezza. Aumentando ancora il segnale BF d'ingresso all'uscita del limitatore non ci dovrà comunque essere un livello superiore alla volta e mezza citata. In questo modo, parlando troppo forte davanti al microfono oppure aumentando molto la frequenza di modulazione, non si supererà mai la larghezza di banda e quindi risulterà limitata la distorsione provocata, oltre che dal compressore, anche dal discriminatore del ricevitore che rivela il segnale trasmesso.

La de-enfasi all'uscita infine viene fatta seguire da un filtro passa basso che ha lo scopo di attenuare fortemente le frequenze al di sopra dei 3.000 Hz. Si garantirà così un miglioramento della distorsione prodotta dal compressore, mantenendo una larghezza di banda entro i limiti richiesti.

Il segnale BF così manipolato entra nel modulatore vero e proprio dove la BF si trasforma in RF modulata con la larghezza di banda proporzionale alla frequenza. Sarà proprio il ricevitore, come vedremo nel capitolo dedicato alla ricezione, che attraverso un'altra de-enfasi di 6 dB per ottava ripristinerà il normale livello BF.

Per chiarire meglio l'argomento facciamo un esempio:

Si debba modulare un radiotelefono a canalizzazione larga. Il canale sarà di ± 15 kHz, mentre la distanza tra i canali risulta per convenzione internazionale di ± 50 kHz. Perchè il limitatore possa agire oltre la massima modulazione con rapporto di 1/1,5, bisognerà regolare la soglia del limitatore in modo che un segnale BF di 1.000 Hz non sia distorto a ± 10 kHz di Δf per poi comprimere con livelli di ingresso maggiori, in modo che il segnale modulante non faccia superare l'indice di modulazione oltre i ± 15 kHz. Comprimendo più di 1/1,5 solitamente si ottengono distorsioni inaccettabili.

9.3.4. Banda BF.

La banda BF nei ricetrasmettitori a banda larga, cioè con $\Delta f = \pm$ 15 kHz, va da 300 a 3.000 Hz, mentre per la banda stretta, cioè con $\Delta f = \pm$ 5 kHz, va da 300 a 2.500 Hz. Le attenuazioni consentite sugli estremi di banda sono generalmente attorno ai ± 4 dB, ri-

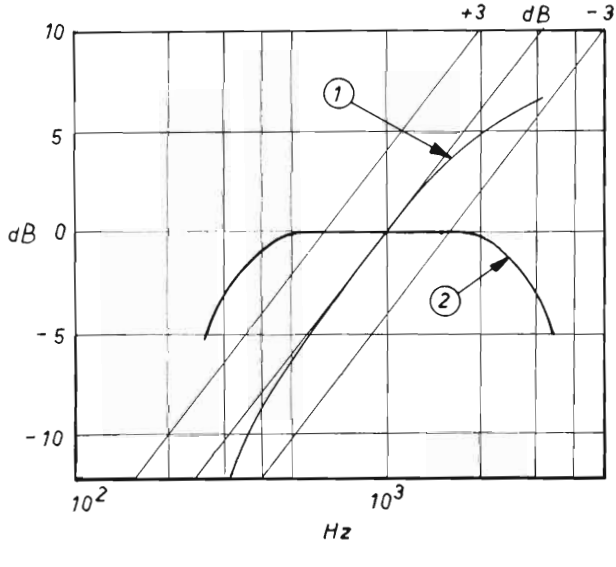


Figura 1.43

Curva di risposta di un trasmettitore FM. Curva 1 enfatizzata 6 dB per ottava entro ± 3 dB. Curva 2 risposta dell'amplificatore BF prima di entrare nel modulatore FM.

spetto al livello a 1.000 Hz. Detta curva sarà lineare rispetto a zero dB, se vista all'uscita dell'amplificatore del modulatore, mentre avrà una enfasi di 6 dB per ottava contenuta in una fascia di ± 4 dB come illustrato nella fig. 1.43, se vista all'uscita di un trasmettitore su un ricevitore non munito di de-enfasi (curve 1 e 2).

9.4. Modulatore per SSB.

Essendo la SSB un tipo di trasmissione ad amplificazione lineare e cioè funzionante nelle classi A, AB e B, è possibile modulare a basso livello all'inizio della catena RF. Come per la FM, in tal modo anche in SSB i consumi, i costi e il peso sono nettamente a vantaggio dei trasmettitori per uso mobile.

La concezione di un amplificatore per modulazione SSB è sostanzialmente simile a quello per FM, con limitatore e filtro passa basso, meno naturalmente il dispositivo di enfasi e de-enfasi. Solitamente questi amplificatori sono corredati di alcuni accessori come l'anti trip e il vox che è un automatismo mediante il quale si può passare automaticamente in trasmissione quando al microfono giungano suoni.

La banda BF è ancora del tipo telefonico 300-3.000 Hz o meno, comunque legata al tipo di filtro RF impiegato per la soppressione della banda laterale indesiderata.

CAPITOLO SECONDO

10. Ricezione

I ricevitori impiegati nei radiotelefoni non hanno nulla di diverso dai ricevitori convenzionali, se non che la sintonia è fissa e gli oscillatori sono a quarzo. Sono inoltre muniti di dispositivi accessori che ne migliorano le prestazioni, come vedremo qui di seguito.

10.1. Sensibilità e rumore.

Il movimento disordinato degli elettroni in seno al primo circuito accordato di un ricevitore è principalmente dovuto ad un effetto della temperatura. Questo effetto è chiamato appunto « agitazione termica ». La tensione e generata a causa di questo movimento di elettroni è proporzionale alla temperatura assoluta T, alla resistenza dinamica R del circuito — che a sua volta è funzione della frequenza — e alla larghezza di banda B; da cui la nota formula:

$$e^2 = 4 \cdot K \cdot T \cdot B \cdot R$$

dove K è la costante di Boltzman che equivale a $1{,}374 \times 10^{-23}$ joule per grado Kelvin.

Come si vede da tale relazione, la tensione di rumore è direttamente proporzionale alla larghezza di banda, in quanto questo « rumore bianco » è aperiodico e solo le caratteristiche di selettività dei circuiti sono in grado di lasciarne passare una parte tanto più piccola quanto più bassi sono T e R.

Altra causa di rumore è il primo circuito amplificatore, dove l'agitazione elettronica viene generata ad arte. Fortunatamente i transistori sono molto meno « rumorosi » delle valvole, pertanto con essi è possibile ottenere livelli di rumore proporzionalmente più piccoli.

Fatta questa premessa diventa evidente che la sensibilità di un ricevitore è legata alla quantità di rumore generata dai primi stadi

RF e che questo rumore rappresenta una barriera nel senso che solo i segnali superiori di 10-20 dB diventeranno intelligibili.

I rimedi per ridurre il rumore non sono molti in verità. Il circuito di ingresso è legato da fattori fisici, come la resistenza, la temperatura e la larghezza di banda, pertanto tutto ciò che si può fare è di ottenere un buon adattamento tra l'antenna e l'elettrodo di entrata del primo amplificatore RF; così facendo si otterrà la maggiore tensione possibile con lo stesso tasso di rumore.

Come si è detto precedentemente, i transistori si prestano meglio delle valvole termoioniche all'amplificazione di segnali VHF e UHF. Ora i transistori ad effetto di campo promettono ancora di più, soprattutto per il basso tasso di intermodulazione raggiungibile con essi e inoltre per la migliore risposta ai segnali spuri generati da sovraccarico all'ingresso e di conseguenza nello stadio mescolatore, anch'esso causa di rumore.

11. Alta frequenza

Disponendo di una adeguata banda passante in alta frequenza è possibile commutare numerosi quarzi dell'oscillatore locale, corrispondenti ad altrettanti canali ricevibili.

La conversione — generalmente doppia — permette di ottenere buone reiezioni alla frequenza immagine e contemporaneamente ottima selettività sulla media frequenza.

Generalmente in ricezione viene richiesta una reiezione della frequenza immagine di 70-80 dB e d'altro canto, una richiesta sempre maggiore di canali costringe il costruttore ad allargare sempre più la banda RF. Questo allargamento peggiora notevolmente il rapporto segnale disturbo, che come si è già detto è legato alla larghezza della banda passante, ma peggiora anche la reiezione all'immagine.

Per ovviare a questo secondo inconveniente si impiegano due stadi amplificatori RF con cinque circuiti accordati.

Per un valore della prima media frequenza abbastanza alto, dell'ordine dei 10 MHz, si ottiene con cinque circuiti accordati almeno 80 dB di attenuazione della frequenza immagine sulla banda dei 152-174 MHz.

12. Conversione

Il transistore destinato a mescolare il segnale proveniente dall'antenna con quello proveniente dall'oscillatore locale deve lavorare quasi all'interdizione. Per questo motivo i due segnali vengono portati a lavorare su un tratto non lineare della caratteristica, ottenendo così una rivelazione del segnale RF.

Per ottenere un buon guadagno di conversione si usa iniettare il segnale dell'oscillatore con un'ampiezza almeno cinque volte più alta di quello proveniente dall'antenna. Oltre le dieci volte il guadagno aumenta ancora ma con vantaggio poco rilevante, per cui non vale la pena aumentarlo ancora (fig. 2.1). Per contro, segnali troppo

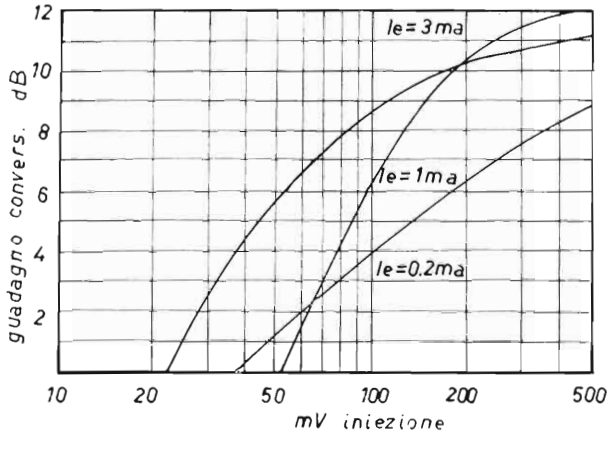


Figura 2.1

Guadagno di conversione di un mescolatore in funzione della tensione RF di iniezione.

forti generano distorsione, per cui i prodotti spuri generano segnali indesiderati di livello tale che non è più possibile eliminarli se non riducendo appunto i livelli.

Per contenere le spurie al di sotto degli 80 dB — generalmente richiesti su apparecchiature professionali — si sacrifica il guadagno di conversione riducendo il segnale dell'oscillatore.

13. Frequenza intermedia (FI)

La selettività di canale di un ricevitore è tutta affidata alla media frequenza e pertanto una speciale cura viene posta al progetto e alla realizzazione di questa parte del ricevitore.

Da questo punto però incomincia la distinzione tra ricevitori AM e ricevitori FM. In tutti e due i casi vi può essere ancora la doppia conversione, dove il valore della prima media frequenza sarà abbastanza alto per permettere di ottenere una buona reiezione della frequenza immagine.

Per il convertitore di seconda conversione valgono ancora i criteri esposti al paragrafo 12.

Il valore della seconda media frequenza va di solito tra 450 kHz e qualche MHz. Con valori così bassi è possibile ottenere buone selettività impiegando circuiti accordati di tipo telefonico, accordati secondo le serie di Chebyshev o Butterworth.

Naturalmente il numero di stadi di media frequenza è generalmente legato al grado di sensibilità che si vuole ottenere. Molte volte però è il grado di selettività che impone un numero maggiore di stadi. In grandi linee però è possibile giudicare il numero di stadi basandosi su concetti pratici, trovati sperimentalmente.

Si suppone che uno stadio a transistori con buona stabilità guadagni 20 dB. La tensione utile al collettore dell'ultimo transistore di media frequenza non supera mai il volt, contrariamente a quanto succede con i tubi elettronici.

Decidiamo a priori la sensibilità di ingresso che deve avere il nostro ricevitore: 1 μV di f.e.m., oppure 0,5 μV di tensione (1), devono venire amplificati tante volte da ottenere un volt sul collettore dell'ultimo transistore di media frequenza. Si avrà così:

$$1\ \text{V}/0{,}5\ \mu\text{V} = 2.000.000 \text{ di volte}$$

che corrispondono a 126 dB.

---

(1) Ammesso che l'uscita del generatore sia di 50 ohm di impedenza e che l'ingresso del ricevitore sia ancora 50 ohm, applicando 1 μV di f.e.m. al ricevitore avremo ai capi dei 50 ohm del ricevitore 0,5 μV di tensione. Questa condizione si verifica solo se il generatore vede effettivamente 50 ohm e cioè se il ricevitore è perfettamente adattato.

E' necessario perciò verificare se il generatore è tarato in volt oppure in f.e.m..

Se consideriamo due stadi di alta frequenza e un guadagno di conversione non inferiore a 6 dB, otterremo 46 dB circa, pertanto la catena di media frequenza, sia essa a unica che a doppia conversione, dovrà guadagnare 80 dB. Tale guadagno si può ottenere comodamente con quattro stadi.

Se esigenze di selettività impongono un maggior numero di circuiti accordati, al posto della doppietta accordata si può impiegare la terna o la quadrupla come illustrato in fig. 2.2. Questo tipo di filtro è della serie Butterworth e può dare 25-30 dB di attenuazione per un fattore di forma uguale a 2 (1). Purtroppo un simile tipo di filtro presenta forti perdite, per cui sarà necessario ripristinare il livello perduto impiegando un altro stadio amplificatore.

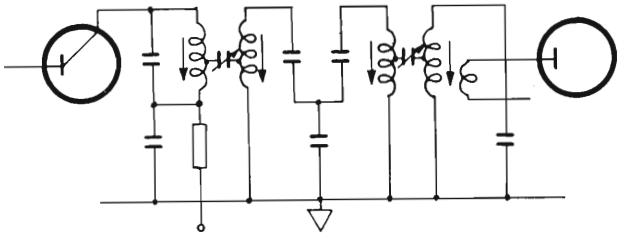


Figura 2.2

Filtro di Butterworth. Può attenuare 25 ÷ 30 dB per un fattore di forma (1) uguale a 2.

13.1. Limitatore.

Dove i due sistemi AM e FM si distinguono nettamente, oltre al tipo di rivelazione — di cui parleremo al prossimo paragrafo —, è il sistema di limitazione e la banda passante che può essere diversa.

Nel sistema AM, la limitazione avviene automaticamente prelevando parte del segnale rivelato che sotto forma di corrente continua va a controllare sia gli stadi di alta che quelli a frequenza intermedia, desensibilizzandoli via via che il segnale aumenta. Questo dispositivo è chiamato « controllo automatico di sensibilità » o più semplicemente « CAS ».

La banda passante di media frequenza è fissata in 10 kHz con selettività talvolta variabile fino a un kHz o meno, per l'ascolto delle trasmissioni telegrafiche o della SSB.

---

(1) Il fattore di forma è il rapporto fra la larghezza di banda corrispondente ad un'attenuazione di 60 dB e quella corrispondente a 6 dB.

Nel sistema FM, solo in casi rari è presente il CAS, mentre la limitazione avviene per saturazione di un paio di stadi — gli ultimi due prima del rivelatore — in modo che sul collettore dell'ultimo transistore di media frequenza non si abbia mai più di un volt, cominciando da 1 μV di ingresso in poi (fig. 2.3).

Una limitazione così concepita è possibile solo nei sistemi FM in quanto non è necessario che gli stadi amplifichino linearmente, trattandosi appunto di FM.

Il pregio di questo sistema è proprio quello che qualunque segnale, da 1 μV in poi, viene ricevuto sempre con la stessa intensità, mentre i disturbi di natura statica o comunque modulati di ampiezza vengono eliminati appunto perchè tagliati dal limitatore.

In assenza di segnale, il fruscìo generato degli stadi RF, sommato a quello generato in conversione, viene amplificato dalla ca-

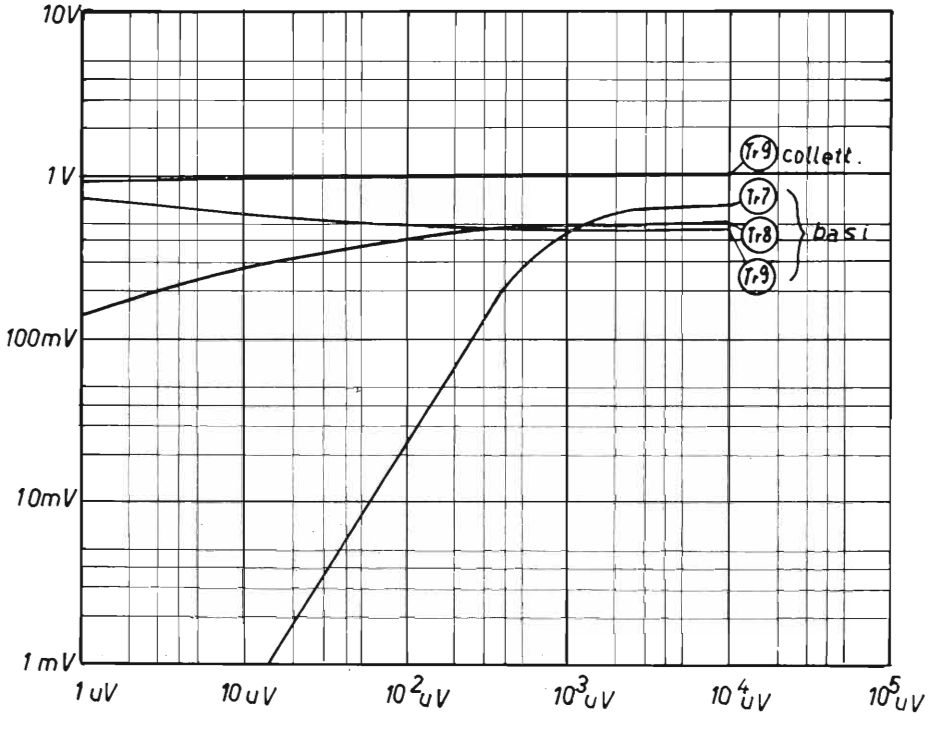


Figura 2.3. - Limitazione vista sulle basi degli stadi di FI, riferita a segnali di ingresso in antenna di un ricevitore professionale per radiotelefono.

tena di FI, tanto da portare il livello di fruscìo stesso a limitare e quindi ottenere il volt sul collettore dell'ultimo transistore di FI. Se ora all'antenna arrivano disturbi parassiti — frequentemente di natura impulsiva nei mezzi mobili — questi disturbi verranno limitati a un volt, così da essere perfettamente mascherati dal fruscìo. Si potranno pertanto sentire disturbi solo quando il campo del segnale in arrivo sia insufficiente a far limitare la media frequenza e cioè con segnali dell'ordine di 0,5 μV di f.e.m., o meno. Il fruscìo o segnali al di sotto dei livelli indicati più sopra verranno comunque bloccati e resi inudibili in BF dal dispositivo di silenziamento di cui parleremo a proposito dei circuiti accessori. Questo dispositivo si rende necessario nei ricetrasmettitori per impedire che in attesa di conversazione o comunque tra una conversazione e la successiva, non si senta in altoparlante il fastidioso fruscìo generato in media frequenza e i disturbi inevitabilmente captati a causa dell'alta sensibilità del ricevitore. I ricevitori destinati alla radiodiffusione non hanno bisogno di tali dispositivi poichè ricevono un segnale continuo, per cui la portante tiene bloccato l'eventuale fruscìo generato dalla media frequenza.

La banda passante nei sistemi FM assume diversi valori secondo il tipo di servizio a cui è destinata.

Le radiodiffusioni circolari hanno una banda passante di ± 75 kHz, mentre la portante suono della TV ha una banda di ± 25 kHz. Ancora più piccola risulta la banda passante riservata ai servizi telefonici, data la banda BF ridotta alla sola porzione di spettro riservata alla parola.

Nei radiotelefoni per impiego mobile si hanno bande passanti di ± 15 kHz per i militari e di ± 5 kHz per i civili. Naturalmente più sono strette le bande passanti e tanto maggiore è il numero di canali che si possono utilizzare. Per contro sono necessarie sempre maggiori stabilità dagli oscillatori sia in trasmissione che in ricezione, poichè se una apparecchiatura destinata a lavorare con larghezza di banda di ± 15 kHz ha l'oscillatore che slitta di 1 kHz, un'altra apparecchiatura destinata a funzionare con larghezza di banda di ± 5 kHz, dovrà avere l'oscillatore tre volte più stabile, per ottenere lo stesso scarto percentuale del caso precedente.

Per quanto riguarda la selettività di media frequenza, valgono ancora i circuiti descritti per l'AM.

Un esempio di circuito selettivo per FM con larghezza di banda

di ± 15 kHz e valore di media frequenza uguale a 1.700 kHz può essere rappresentato da due unità (fig. 2.2) più altri due circuiti accordati.

Con tale filtro si ottengono:

per — 6 dB, almeno ± 15 kHz,
per — 60 dB non oltre ± 30 kHz,
per — 80 dB non oltre ± 50 kHz.

Si potrà così dire che un ricevitore munito di tale filtro ha almeno 80 dB di attenuazione del canale adiacente, situato appunto a ± 50 kHz.

I moderni orientamenti tendono a realizzare la selettività richiesta con filtri meccanici basati sulla magnetostrizione, oppure filtri ceramici che sfruttano il fenomeno della risonanza piezoelettrica, o infine filtri a quarzo di cui sono noti i principî.

I primi due tipi di filtro richiedono la doppia conversione di frequenza, essendo per ora costruiti su frequenze dell'ordine di poche centinaia di kHz i primi e di qualche MHz i secondi.

I filtri a quarzo sono per ora i più interessanti, perchè è possibile realizzare con essi ricevitori a conversione unica, dato il loro alto valore di frequenza di risonanza — 10 MHz e più —.

Con questi filtri la media frequenza diventa abbastanza semplice perchè la selettività viene concentrata tutta nel filtro stesso, mentre l'amplificazione attiva può essere realizzata semplicemente con il metodo *RC*.

L'impiego di circuiti *LC*, anche blandamente selettivi, introduce una economia potendosi ottenere amplificazioni maggiori; inoltre garantiscono una buona attenuazione alle spurie fuori banda. Infatti i costruttori di filtri non garantiscono alcuna attenuazione oltre i ± 300 kHz fuori banda.

È evidente che si possono ottenere ricevitori con caratteristiche diverse, sia come selettività che come larghezza di banda, soltanto cambiando il filtro di media frequenza. A tal proposito è logico che tanto più selettivo sarà il filtro, tanto minore sarà l'uscita BF, pertanto sarà necessario tenerne conto nel progetto dell'amplificatore BF.

Data l'importanza dell'argomento si dedicherà in appendice — come abbiamo già accennato in precedenza — un capitolo intitolato appunto « Filtri a quarzo », il quale approfondirà la trattazione dei principî di funzionamento.

14. Rivelazione

14.1. Rivelatori AM.

Il circuito dove ancor meglio si distinguono i ricevitori per AM da quelli per FM è appunto il circuito di rivelazione. Il più semplice è indubbiamente quello relativo alla modulazione di ampiezza.

Un diodo rettificatore, posto in serie all'uscita di media frequenza, lascia passare solo semionde negative o positive, secondo come si è deciso di montare il diodo. Generalmente la tensione BF uscente dal diodo è positiva con transistori al germanio e negativa con quelli al silicio. Questa differenziazione ha lo scopo di poter utilizzare la BF — debitamente spianata — anche per il CAS. Naturalmente è possibile anche fare in modo contrario, specie quando il CAS è amplificato da uno stadio in continua.

Le semionde rettificate dal diodo — positive o negative che siano — sono di ampiezza variabile perchè portano l'informazione BF che ci interessa, mentre quelle di segno contrario vengono cancellate data l'alta resistenza inversa offerta dal diodo.

Anche con i transistori si possono ottenere rivelazioni per caratteristica di collettore o per falla di base ecc., come per i tubi elettronici. La falla di base richiede però un'alta impedenza di ingresso.

14.2. Rivelatori a prodotto per SSB.

È noto come venga reinserita la portante artificialmente, per ripristinare un segnale a banda laterale unica. Un oscillatore sintonizzato un po' sopra oppure un po' sotto il valore di media frequenza, secondo si voglia ricevere la banda inferiore o superiore, può sostituire la portante purchè sia rispettata una certa ampiezza e soprattutto la fase.

Con ricevitori costruiti solo per l'AM è già possibile ricevere segnali SSB, purchè questi ricevitori siano muniti di oscillatore di nota — beat — e della selettività variabile. Questi requisiti sono posseduti dai ricevitori destinati al servizio telegrafico — CW —. L'inconveniente di questi ricevitori è che la portante ripristinata ha una fase casuale, determinata dall'istante in cui l'oscillatore si avvia, pertanto

la BF che se ne ricava risulta falsata di timbro come se fosse « intubata » ossia come se venisse sentita attraverso un tubo. Per risolvere questo difetto si è studiato un nuovo tipo di rivelatore che mescolando i due segnali — quello in arrivo più quello generato dall'oscillatore — permette l'aggancio in fase di quest'ultimo risolvendo non solo il problema dell'SSB, ma migliorando anche la ricezione CW.

Con i tubi elettronici si ricorre ai pentagriglia generalmente destinati alla conversione — infatti il risultato di una rivelazione altro non è se non una conversione, dove da due segnali se ne ricava uno diverso —.

Con i transistori invece, non essendo possibile avere due basi a disposizione sullo stesso transistore, si collegano in parallelo due transistori, lasciando le rispettive basi indipendenti. È evidente che le correnti dei due transistori costrette a passare per la stessa resistenza di emettitore, si dovranno mescolare di modo che sui collettori, riuniti ancora, si avrà il prodotto dei due segnali, da cui appunto il nome di « rivelatore a prodotto ». La fig. 2.4 illustra un rivelatore AM con dispositivo antidisturbo, associato ad un rivelatore a prodotto per SSB.

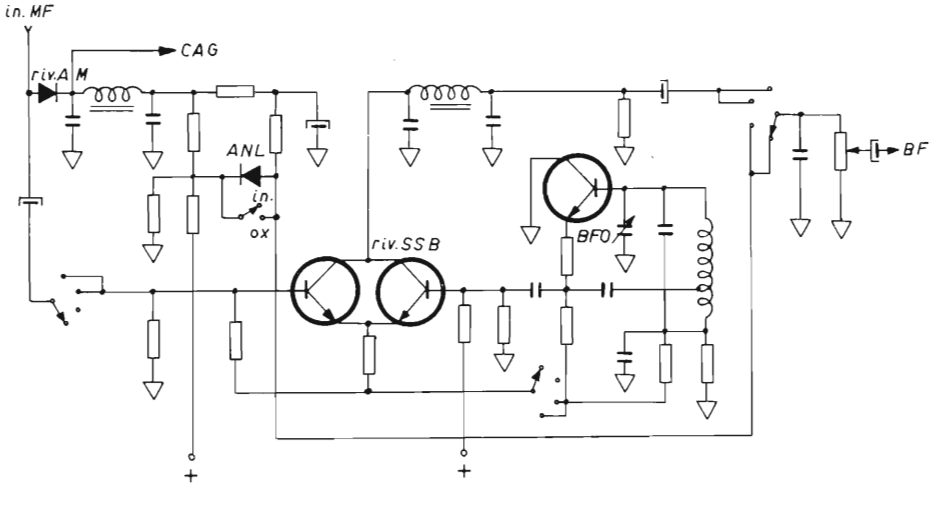


Figura 2.4. - Rivelatore per modulazione di ampiezza con limitatore di disturbi, più un rivelatore a prodotto per la reinserzione della portante sia per segnali telegrafici che per banda laterale doppia e singola.

Un secondo tipo è illustrato in fig. 2.5. Altri tipi di rivelatori per SSB molto più elaborati, come il rivelatore coerente, non vengono qui trattati data la loro complessità che li rende non adatti per impieghi su mezzi mobili.

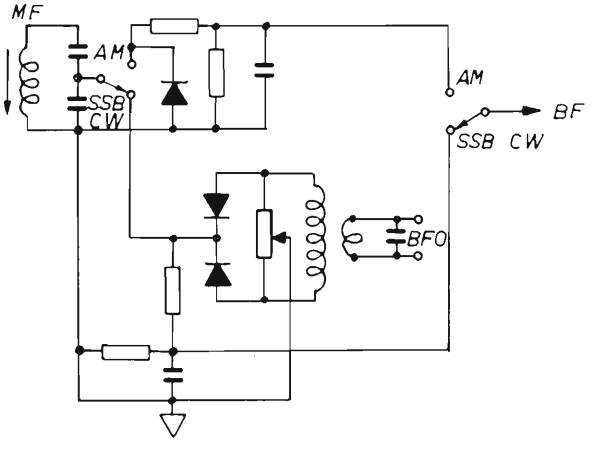


Figura 2.5

Rivelatore AM - CW - SSB realizzato completamente a diodi.

14.3. Discriminatore.

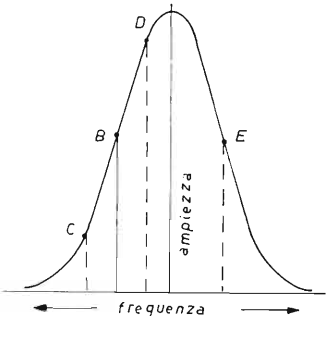


Figura 2.6

Come avviene la rivelazione di un segnale modulato in frequenza.

Il principio su cui si basa la rivelazione di un segnale modulato in frequenza è spiegato in fig. 2.6.

Se in un comune ricevitore AM si sintonizza un segnale FM nel punto *B* della curva di selettività di media frequenza, si avrà una va-

riazione dell'ampiezza del segnale per effetto di una modulazione di frequenza, purchè non si superi l'indice corrispondente ai punti *C, D* e purchè sia escluso il CAS, il quale tenderebbe a contrastare per sua natura, la variazione di ampiezza. La stessa cosa succederebbe se si sintonizzasse il segnale al punto *E*.

Da questo tipo di rivelatore a quello a due sintonie il passo è breve (fig. 2.7).

Due circuiti in serie tra loro, sono accordati in modo che la portante cada al punto *C* di fig. 2.6 per il primo circuito e al suo comple-

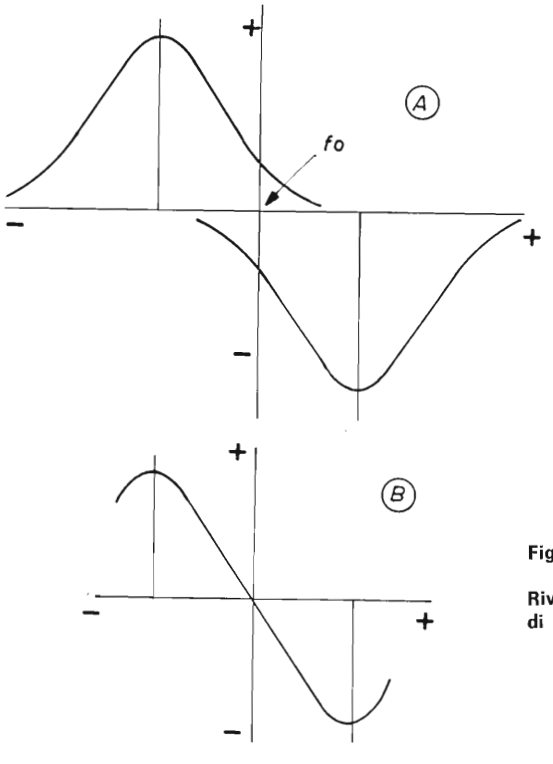


Figura 2.7

Rivelatore per modulazione di frequenza a due sintonie.

mentare per il secondo. Si otterranno due curve di sintonia in *A* di fig. 2.7, unificate poi in *B*. Ovviamente il comportamento di questo circuito è del tutto analogo a quello di fig. 2.6, tranne che la larghezza di banda può variare con la taratura e che la sensibilità risulta doppia a causa del particolare orientamento dei diodi.

14.3.1. Discriminatore di Foster Seeley.

Il rivelatore in questione — conosciuto anche come discriminatore a differenza di fase — deve questo nome al modo in cui funziona, poichè esso dipende dalla differenza di fase di 90° tra le tensioni sviluppatesi nei due circuiti accordati in risonanza.

Il circuito è rappresentato in fig. 2.8 dove L_1, C_1 e L_2, C_2 rappresentano rispettivamente il primario e il secondario. La tensione primaria viene iniettata nel centro del secondario attraverso C_3.

Alla frequenza di risonanza la tensione applicata ai diodi e la tensione rettificata attraverso i carichi dei diodi R_1 e R_2 sono uguali. Se queste tensioni sono di opposta polarità si cancelleranno a vicenda e all'uscita di C_4 la tensione risulterà zero. Quando la frequenza varia e cioè la portante è modulata, la tensione sul carico di un diodo aumenta mentre sull'altro diminuisce, così verrà prodotta un'uscita proporzionale alla deviazione di frequenza.

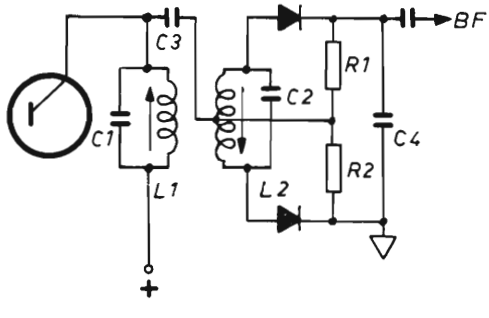


Figura 2.8

Discriminatore di Foster Seeley

Questo tipo di discriminatore offre la maggiore linearità di rivelazione e quindi il minor tasso di distorsione; esso è sensibile ai segnali modulati in ampiezza e pertanto deve essere preceduto da un buon limitatore, essenziale per questo discriminatore.

Generalmente il discriminatore di Foster Seeley viene impiegato nei ricetrasmettitori FM date le sue eccellenti prestazioni. A tal proposito illustreremo una versione semplificata del precedente tipo di rivelatore, dato il suo sempre maggior impiego nei ricevitori profes-

sionali, dovuto alla maggior semplicità, nonchè alla possibilità di realizzare i due circuiti L_1, C_1 e L_2, C_2, C_3 entro due schermi distinti, non necessitando esso di accoppiamento magnetico; esso è quindi adatto al montaggio piatto su circuito stampato (fig. 2.9). Gli avvolgimenti sono normali senza presa intermedia, dato che a questa provvedono le due capacità C_2 e C_3. L'accoppiamento è ottenuto tramite la capacità C_4 che, se è variabile, permette di aggiustare la larghezza di banda — entro certi limiti — poichè come è noto la larghezza di banda di un discriminatore dipende dal Q dei due circuiti accordati. Pertanto variando l'accoppiamento tramite C_4 si modifica anche il Q con carico dei due circuiti accordati.

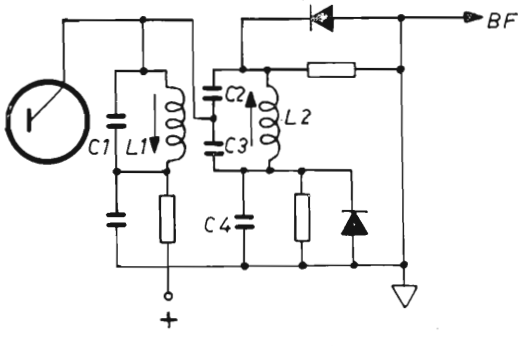


Figura 2.9

Discriminatore di Foster Seeley semplificato e realizzato entro due schermi separati.

14.3.2. Discriminatore a rapporto.

È certamente il tipo di discriminatore più comunemente oggi adottato nei ricevitori commerciali, in TV, ecc. Esso appartiene alla classe dei rivelatori autolimitanti; malgrado ciò viene spesso fatto precedere da uno stadio limitatore.

Sotto certi aspetti il discriminatore a rapporto è inferiore al Foster Seeley, soprattutto per quanto riguarda la linearità; in compenso ha una minore sensibilità ai disturbi e per questo motivo viene impiegato nei ricevitori commerciali.

Il circuito del rivelatore a rapporto è illustrato in fig. 2.10. La differenza con il rivelatore di Foster Seeley risulta evidente per la presenza di un grosso condensatore C_5, l'inversione di uno dei due diodi e l'introduzione di un terzo avvolgimento. Elettricamente anche il suo modo di funzionare è diverso.

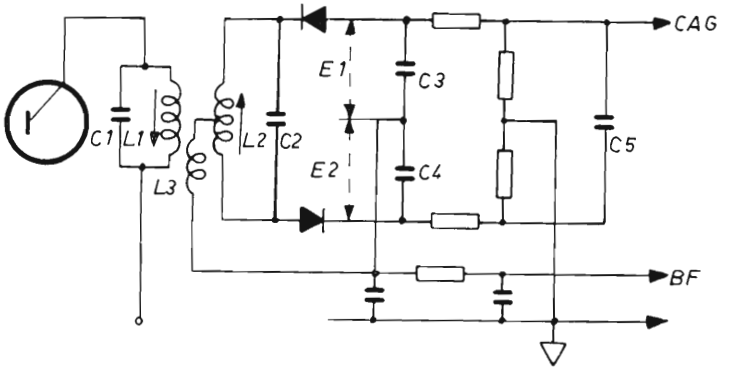


Figura 2.10. - Discriminatore a rapporto.

Se la tensione presente sui condensatori C_3 e C_4 è rappresentata da E_1 e E_2, il valore di $E_1 + E_2$ sarà costante causa l'effetto stabilizzante della grossa capacità C_5. Alla frequenza di centro, cioè senza modulazione, le tensioni E_1 e E_2 sono uguali, ma se la frequenza varia, variano entrambe e varia anche il rapporto E_1/E_2. L'uscita audio risulterà perciò proporzionale alla modulazione di frequenza che dà la differenza E_1-E_2. Si può quindi dire che, rispetto al discriminatore di fase, il discriminatore a rapporto presenta una perdita di livello di 6 dB, ma in compenso presenta altri importanti vantaggi.

Si osserva che, se il segnale ricevuto è modulato in ampiezza, il rapporto E_1/E_2 resta costante: ne consegue che la modulazione di ampiezza non comparirà nel segnale rivelato.

La capacità C_5 rappresenta una sorgente di c.c. dovuta alla somma delle tensioni $E_1 + E_2$ ed essendo costante questa tensione, la capacità stessa potrebbe essere sostituita da una batteria che fornisca la tensione, ma in questo caso il circuito funzionerebbe solo per un dato valore dell'ampiezza dell'onda incidente. Si preferisce perciò inserire un condensatore di valore elevato che si scarichi automaticamente fino al valore di $E_1 + E_2$.

Sia per il primario che per il secondario si sceglie un elevato rapporto L/C, con cui si ottiene una elevata impedenza dei circuiti risonanti, con conseguente buona pendenza della caratteristica del discriminatore e migliore sensibilità.

Per non caricare ulteriormente il primario si ricorre all'artificio di un terzo avvolgimento, chiamato « terziario », dal quale si ricava

il segnale BF rivelato. Questo avvolgimento inserito al centro del secondario è strettamente accoppiato al primario ed è rappresentato da circa 1/4 di spire del primario stesso.

L'accoppiamento è definito come una funzione del rapporto fra 1/2 tensione del secondario e la tensione terziaria. Infatti l'accoppiamento resta inferiore ad 1 — da 0,7 a 0,8 —.

Dato che il valore $E_1 + E_2$ è costante a causa della capacità C_5, il circuito è relativamente insensibile alle variazioni di ampiezza del segnale di ingresso. Per questo motivo il limitatore non è essenziale, quantunque esso venga spesso impiegato. Si tenga presente che è anche possibile ricavare da C_5 una tensione di polarizzazione per il CAS o per comandare un varicap per ottenere la sintonia automatica.

15. Bassa frequenza (BF)

La potenza BF richiesta per un ricetrasmettitore veicolare deve essere almeno di un watt, per poter superare i rumori ambientali, soprattutto quelli generati dal motore del mezzo mobile. Nel caso di un apparato portatile invece la potenza BF si aggirerà sui 200-300 milliwatt, al massimo mezzo watt, per non consumare troppa energia, generalmente fornita da batterie a secco o ricaricabili.

Al classe A, realizzato con un grosso transistore si preferisce il classe B in controfase, non tanto per migliorare la distorsione, quanto per usufruire delle correnti di riposo dei finali BF durante le lunghe pause di ascolto. Qualche costruttore ha realizzato circuiti che mandano all'interdizione il transistore che lavora in classe A durante i periodi in cui non vi è modulazione.

La BF di un ricevitore è del tutto convenzionale per quanto riguarda l'AM. Nel caso invece di un ricevitore FM si noterà in più la presenza della de-enfasi che, nel caso che il segnale ricevuto sia stato modulato di fase, dovrà avere una attenuazione di 6 dB per ottava, così da ripristinare il livello enfasizzato dal modulatore di fase.

Un circuito di de-enfasi può essere rappresentato nella maggioranza dei casi, da una R e da una C di valori tali da adattarsi con la resistenza di carico che li precede.

I ricevitori a modulazione di frequenza per radiodiffusione hanno un andamento di attenuazione misto, compatibile con quello gene-

rato dal trasmettitore che, per esigenze di banda, deve esaltare in modo diverso, allo scopo di non creare un forte divario di livello tra le frequenze più basse e quelle più alte. Per questo motivo il circuito di de-enfasi in ricezione assume talvolta la forma del pi-greco (1).

Le peculiarità della de-enfasi nei ricevitori FM rappresenta il vero vantaggio di questo sistema su quello AM. Infatti l'attenuazione del fruscìo rispetto alle frequenze più alte ne migliora sia l'intelligibilità, sia il rapporto segnale disturbo. Inoltre — cosa veramente notevole — si migliora la distorsione, poichè come è noto le armoniche di secondo, terzo, eccetera ordine, vengono attenuate con legge lineare secondo la legge delle reattanze.

Nelle moderne apparecchiature a transistori si ha la tendenza ad impiegare stadi finali a simmetria complementare, specie nelle apparecchiature portatili, dove lo spazio ridotto richiede montaggi più compatti e con la simmetria complementare è possibile eliminare, oltre al trasformatore di accoppiamento, anche quello di uscita.

L'altoparlante infine, sempre nei portatili, potrà essere lo stesso microfono che verrà commutato da apposito relè e dallo stesso pulsante di trasmissione.

---

(1) Un trasmettitore a modulazione di frequenza, a differenza di quello di fase, può enfasizzare la BF con livelli diversi dai 6 dB per ottava; per questa ragione nei trasmettitori di radiodiffusione l'esaltazione delle frequenze superiori ai 1.000 Hz sarà maggiore di quella al di sotto di tale frequenza.

CAPITOLO TERZO

16. Alimentazione

La sorgente di alimentazione di un radiotelefono è generalmente la batteria di accumulatori, oppure pile a secco nel caso di piccoli apparati portatili.

Data la possibilità di trovare sul mercato transistori di potenza RF funzionanti a 12 volt, è possibile risolvere semplicisticamente il problema dell'alimentazione, stabilizzando con un diodo Zener a 11 volt la tensione proveniente dalla batteria, per alimentare gli oscillatori e tutti gli stadi a basso livello, mentre il finale e pilota RF, nonchè il finale BF, saranno alimentati direttamente dai 12 volt della sorgente.

A tal proposito sarà bene ricordare che una batteria sotto carica per effetto del motore in moto, può raggiungere facilmente i 14 volt. Pertanto nel progetto degli stadi finali bisogna fare in modo che, alimentando con 14 volt, le dissipazioni massime dei transistori non vengano in alcun modo superate.

Succede talvolta che, per ragioni di una maggior flessibilità di impiego degli apparati, sia prevista la possibilità di alimentare gli stessi con una tensione di 6 oppure 24 volt. Caso tipico: le motociclette e qualche tipo di vettura hanno l'impianto a 6 volt mentre i camion, certi furgoni, i natanti, eccetera, hanno l'impianto a 24 volt.

Un'altra difficoltà per l'alimentazione di un radiotelefono è rappresentata dal fatto che molti automezzi hanno il negativo della batteria a massa e altri hanno il positivo.

I due casi, cioè quando sia necessario alimentare l'apparato da più tensioni e quando si debba superare la difficoltà del positivo o del negativo a massa, possono venir risolti contemporaneamente impiegando convertitori statici.

16.1. Convertitori statici.

Un tempo si impiegavano i vibratori, che avevano lo scopo di rendere pulsante la tensione di batteria per poi trasformarla secondo le esigenze e quindi livellarla.

Ora questo processo di trasformazione avviene per via elettronica attraverso i dispositivi chiamati « transverter ». Il loro funzionamento è molto semplice.

Un oscillatore a transistori, fatto lavorare in saturazione, viene a trovarsi periodicamente in cortocircuito oppure all'interdizione e quindi i transistori che lo costituiscono funzionano da commutatori della tensione di batteria, tensione che può venire trasformata a piacere a mezzo di uno o più secondari (Fig. 3.1 A).

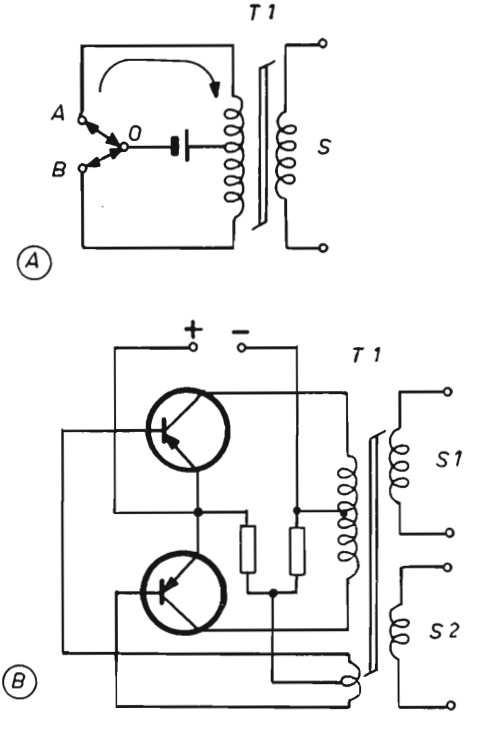


Figura 3.1

Transverter.
A: **Principio di funzionamento.**
B: **Schema di principio.**

Il tipo più frequente di transverter è realizzato con due transistori in montaggio push-pull, sia perchè si realizzano potenze maggiori, sia perchè si ottengono forme d'onda più simmetriche, così che il rendimento di questi dispositivi è molto alto e supera l'80 %.

Riferendoci alla fig. 3.1 A si può vedere il ponticello *O-A* che chiude la batteria su metà primario di T_1, permettendo lo scorrimento del-

la corrente nel senso della freccia. Se ora spostiamo il ponticello su *O-B* otterremo lo scorrimento della corrente nell'altra metà del primario di T_1, ossia nel senso contrario di quello precedente.

Se il ponticello citato si spostasse periodicamente da *O-A* a *O-B* con un ritmo di 100, 1000, oppure 10.000 volte al secondo, otterremo ai capi di *S* una corrente alternata con forma d'onda quadrata e di frequenza 100, 1000, oppure 10.000 Hz.

Ora se al posto del ponticello mettiamo due transistori e a mezzo di una reazione li facciamo condurre periodicamente, otterremo per via statica il cortocircuito alternativo sui due mezzi primari. (Fig. 3.1 B).

Il ferro impiegato per il trasformatore T_1 deve avere caratteristiche particolari, proprio a causa della forma d'onda, per cui deve rispondere a fronti di magnetizzazione molto ripidi. La fig. 3.2 ci mostra il ciclo di isteresi magnetica di un ferro comune per trasformatori (curva 1), mentre nella curva 2 si vede lo stesso ciclo per un ferro a grani orientati. Lo stesso andamento della figura 3.2, ma con i fianchi verticali più ravvicinati si può ottenere con il ferroxcube.

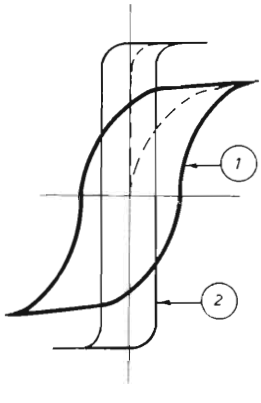


Figura 3.2

Ciclo di isteresi magnetica in (1) con ferro silicio e in (2) con ferro a grani orientati o ferroxcube.

Come si può vedere nella fig. 3.2 curva 2, il fronte di magnetizzazione è tanto ripido che può rispondere a frequenze molto alte, pari a quelle contenute in un'onda quadra.

La scelta del ferro verrà fatta in base alla frequenza che si vuole ottenere. Si potrà impiegare del buon ferro al silicio laminato E, I

da trasformatori, per frequenze fino e non oltre i 500 Hz; oltre questa frequenza, fino a 1.500 Hz, va bene il lamierino a grani orientati, con nastro di lamierino per avvolgimento toroidale.

L'avvolgimento toroidale ha il grande vantaggio di non avere perdite per irradiazione magnetica; per contro l'avvolgimento risulta più costoso perchè dovrà essere eseguito a mano con l'aspo oppure, per grandi serie, con speciali macchine per avvolgimenti toroidali.

Infine per frequenze superiori e cioè 1.500 ÷ 20.000 Hz e anche più, si impiega il ferroxcube di gradazione adatta alla frequenza richiesta.

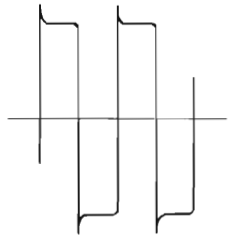


Figura 3.3

Forma d'onda e transitori di un transverter.

Per ragioni di peso e di spazio si preferisce far funzionare i transverter a frequenze relativamente alte, così da ridurre il volume del nucleo del trasformatore, che sarà tanto più piccolo quanto più alta è la frequenza di lavoro, facilitando inoltre il filtraggio, che richiederà capacità più piccole.

In teoria un'onda quadra — perchè come abbiamo detto, è questa la forma d'onda che si ricava da un transverter —, quando viene raddrizzata non dovrebbe avere bisogno di filtraggio, perchè il valore efficace di un'onda quadra coincide con il valore massimo, senonchè la forma d'onda è sempre un po' trapezoidale a causa del tempo di salita del transistore e perciò tra una semionda e l'altra rimarranno degli avvallamenti che risultano tanto maggiori quanto più alta è la frequenza di lavoro del transverter e quanto maggiore sarà il carico.

Un secondo motivo per cui bisogna filtrare sono i transitori di commutazione che si presentano all'oscilloscopio come aghi sottili talvolta di valore molto superiore a quello di cresta dell'onda quadra. (Fig. 3.3). Questi picchi, dovuti ad extracorrente di apertura del trasformatore, rappresentano frequenze molto alte corrispondenti al

fronte di salita dell'onda quadra e possono perciò corrispondere a parecchi MHz. (1).

Il filtraggio di queste frequenze dovrà ricercarsi per l'appunto su frequenze alte.

Essendo comunque difficile ottenerlo, si ricorre generalmente a modellare la forma d'onda con reti RC che smussino gli spigoli, eliminando così le frequenze di ordine superiore. Vengono in tal modo eliminate all'origine le cause di questo tipo di disturbo, che potrebbe talvolta interessare l'ingresso del ricevitore o ancor più la media frequenza.

Dato il carattere della presente opera, non scenderemo nei dettagli del calcolo del trasformatore, però diremo a grandi linee che la sezione del ferro sarà tanto più piccola quanto più alta è la frequenza, essendo inversamente proporzionale ad essa.

La formula risolutiva è ancora la stessa dei normali trasformatori e cioè:

$$V_{cc} - V_{ce\ sat} = 4 \cdot B_{max} \cdot f \cdot N \cdot S$$

dove: 4 (anzichè 4,44) è dovuto alla forma d'onda quadra;

S è la sezione del ferro;

B è il flusso, che dovrà essere quello consigliato dal costruttore del lamierino impiegato;

f è la frequenza che si vuole ottenere;

N è il numero di spire.

Per l'avvolgimento di reazione vale il β dei transistori impiegati. Va notato che si tratta di β a carico, perciò molto più basso (da 1/3 a 1/5) del β normale. Così se il β a carico è 20, il rapporto tra primario e reazione sarà pure 20. Questi due avvolgimenti saranno avvolti con avvolgimento bifilare, in modo da ottenere una perfetta simmetria tra gli avvolgimenti.

Speciale cura va posta alla capacità distribuita degli avvolgimenti, che può risuonare con le induttanze generando frequenze spurie che possono danneggiare i transistori. Questi transitori si notano all'oscillografo sotto forma di un seghettatura che modula l'onda quadra fondamentale.

---

(1) Come è noto un'onda quadra è rappresentata da un segnale fondamentale più le sue armoniche, secondo la serie di Fourier.

L'avvolgimento terziario può essere per 12 volt di uscita nominale oppure, nel caso alimenti tubi elettronici finali RF, può essere dimensionato per dare 200 ÷ 300 volt anodici. In questo caso vi sarà anche un altro avvolgimento per l'accensione dei filamenti, nel caso si impieghino tubi del tipo « Quick Heating ».

Nel primo caso il terziario dovrà dare 15 ÷ 16 volt, in modo da tener conto della caduta dei diodi raddrizzatori e di una eventuale stabilizzazione a mezzo diodi Zener.

Nel secondo caso, invece, l'avvolgimento di A.T. dovrà essere bene isolato per evitare scariche interne.

Anche per il rapporto di trasformazione vale la formula $V_1 : V_2 = n_1 : n_2$, tenendo conto di un 10 % in più sul secondario per le perdite del ferro ed il cos φ.

Un transverter progettato bene deve poter avviarsi a carico anche con 6 ÷ 7 volt — se costruito per 12 volt — in modo da poter funzionare ancora alla tensione nominale con — 20° C, mentre a + 50° C non si deve superare la massima dissipazione dei transistori.

Per rendersi conto del buon funzionamento di un simile circuito, valgono le curve di carico che danno l'idea esatta del rendimento globale (fig. 3.4). Le prime quattro curve sono state ricavate su quattro

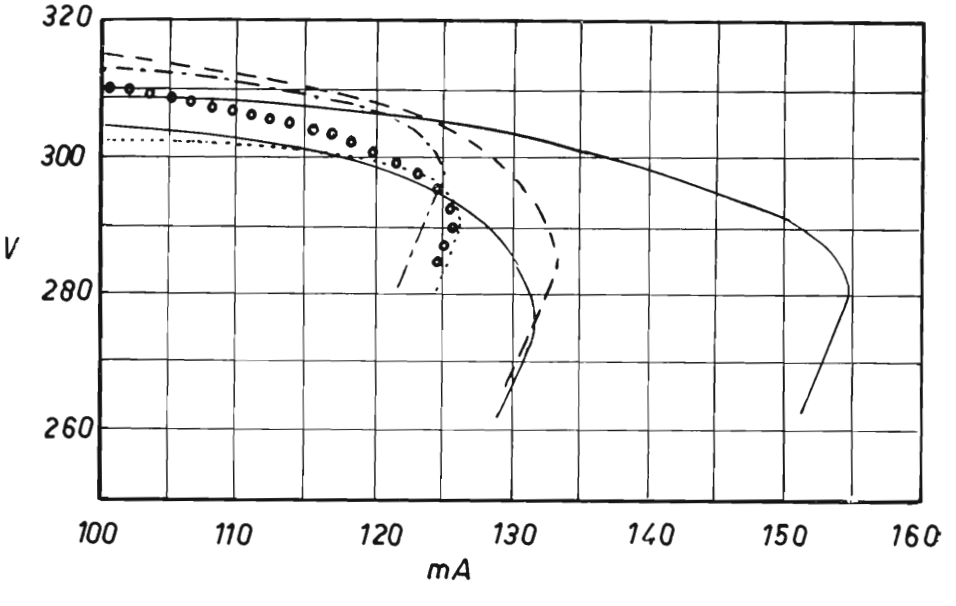


Figura 3.4. - Curve di carico di un transverter. Esse sono legate alla corrente di reazione e quindi alla saturazione dei transistori commutati.

coppie di transistori tipo ASZ 18, mentre la quinta si riferisce a una delle quattro coppie, ma con una spira di reazione in più.

In quest'ultimo caso il consumo a vuoto del transverter è maggiore, a causa dell'aumentata corrente dinamica di base, però proprio per questo motivo il transistore va maggiormente in cortocircuito, così che la caduta interna diminuisce.

Quando si deve far funzionare il transverter con tensioni diverse, (esempio 6 e 12 volt) si realizzano primari sezionati, che poi vengono messi in serie o in parallelo con opportuni ponticelli, ottenendo così contemporaneamente l'appropriato numero di spire e la sezione richiesta (fig. 3.5).

Il circuito di reazione sarà adatto alla tensione più bassa, perchè al dimezzarsi della tensione il rendimento peggiora, specie per quanto

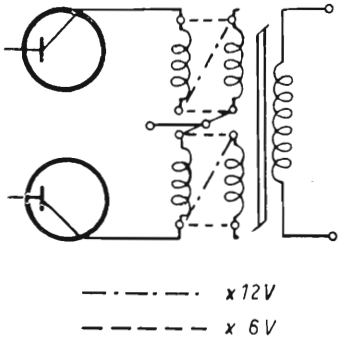


Figura 3.5

Disposizione circuitale degli avvolgimenti per ottenere dei transverter adatti a funzionare con due tensioni.

riguarda la commutazione, nonchè per la $V_{ce\ zero}$ dei transistori che rimane la stessa e che bisogna perciò compensare proprio aumentando la reazione.

Un altro vantaggio dell'impiego del transverter è quello di isolare il primario dal secondario, in modo da poter impiegare l'apparato su mezzi che hanno il positivo oppure il negativo a massa, senza dover ricorrere ad alcuna variazione di cablaggio.

Esistono varianti circuitali con cui è possibile tenere i collettori a massa (fig. 3.6), oppure il montaggio in « Single ended » che permette l'impiego di transistori con V_{ce} bassa, alimentandoli con ten-

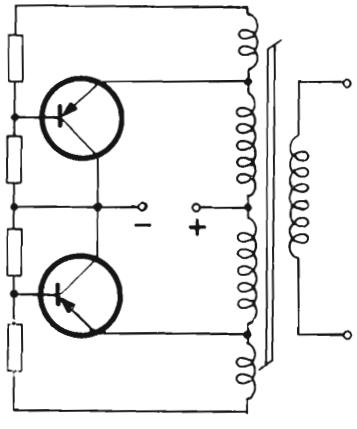


Figura 3.6

Manipolazione circuitale che permette di collegare i collettori dei transistori a massa per il miglior smaltimento del calore.

sioni doppie di quelle alle quali essi potrebbero funzionare con circuiti convenzionali (fig. 3.7).

I due condensatori C e C_1 hanno lo scopo di lasciar passare la tensione di reazione, mentre R_v serve a simmetrizzare i due transistori.

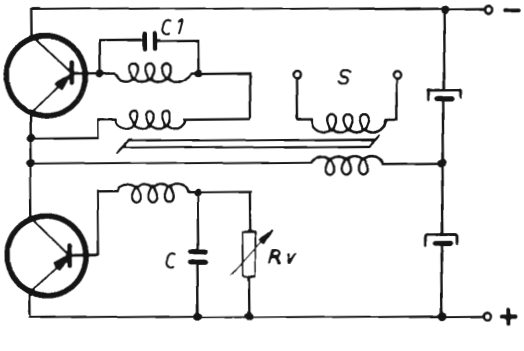


Figura 3.7

Transverter in montaggio « Single ended ».

16.1.1. Regolatori a commutazione.

Un altro sistema per trasformare una tensione continua è il metodo così detto « switching » o a commutazione, che è adatto per potenze relativamente grandi. Questo sistema pur facendo anch'esso parte dei convertitori statici, offre ulteriori vantaggi rispetto ai transverter citati nel paragrafo precedente. Fra tali vantaggi citiamo:

— rendimenti più alti, fino al 96 %;
— un solo transistore di potenza commutato;
— possibilità di regolare la tensione di uscita;
— inutilità dell'aletta di raffreddamento, salvo casi speciali.

Il principio di funzionamento è il seguente: un transistore serie, adatto a sopportare la corrente che si vuole utilizzare al carico, viene

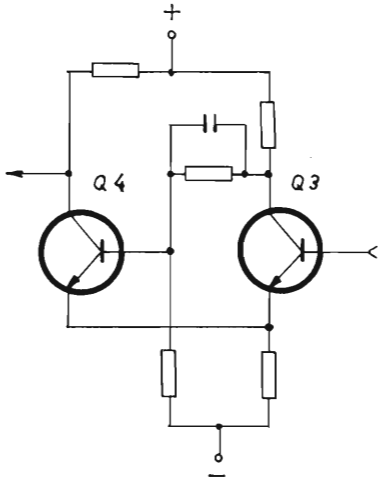


Figura 3.8

Integratore di Schmitt.

periodicamente commutato da un integratore di Schmitt (fig. 3.8) anzichè dall'autooscillatore dei transverter. Questo integratore trasforma gli impulsi provenienti da un amplificatore differenziale, il quale confronta a sua volta una tensione continua presente sulla base di Q_1

(fig. 3.9), con l'ondulazione di uscita presente su Q_2. Ne risulta una forma d'onda quadra, presente sul collettore di Q_4 e questa grandezza va a comandare la base del transistore di potenza così da interdirlo o farlo condurre periodicamente, con il ritmo dell'onda quadra.

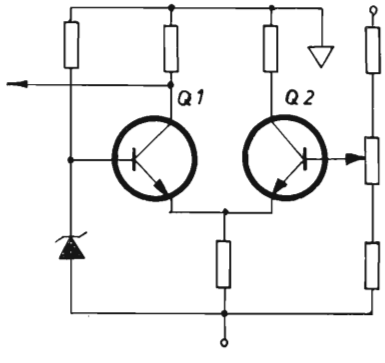


Figura 3.9

Amplificatore differenziale.

Dallo schema generale del dispositivo, visibile in fig. 3.10, si può vedere come sia possibile variare i tempi del multivibratore regolando R_v in modo che all'uscita del sistema si ottengano porzioni variabili che, integrate dallo spianatore, daranno una tensione efficace variabile, la quale è funzione dell'area generata dall'integratore di Schmitt.

Il dispositivo è ancora poco usato e si presta particolarmente per trasferire tensioni anodiche dell'ordine dei 100 ÷ 300 volt. Nulla vieta però di impiegarlo anche a basse tensioni.

16.2. Alimentazione da rete luce.

Quando un radiotelefono è destinato al funzionamento quale impianto fisso, diventa molto economico alimentarlo dalla rete.

Le vie da seguire sono molteplici:

— La prima è quella di progettare l'apparecchio con un alimentatore convenzionale da rete; e qui occorre dire che, dato il forte consumo di corrente in trasmissione, rispetto a quello in ricezione, è con-

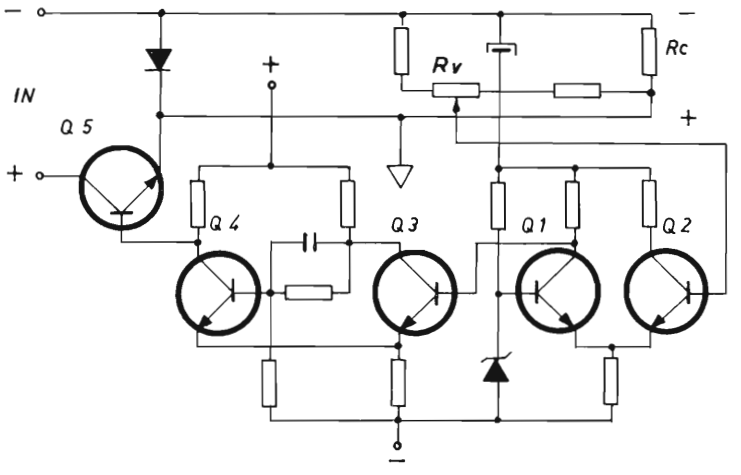


Figura 3.10. - Schema di principio di un regolatore di tensione a commutazione.

veniente l'impiego di due trasformatori con relativi raddrizzatori e sistemi di filtraggio, in modo che la tensione al ricevitore non cada quando si va in trasmissione, oppure raggiunga valori troppo alti quando si va in ricezione silenziata.

— Un secondo metodo è quello di fornire l'apparecchio di una batteria in tampone ad un caricabatterie. In tal modo l'apparato è in grado di funzionare anche quando venisse a mancare accidentalmente la tensione di rete, con una autonomia proporzionale alla capacità della batteria.

Un caricabatterie adatto a funzionare continuamente con una batteria in tampone dovrà avere le seguenti caratteristiche:

— Carica rapida. Rappresentata da un'erogazione di corrente non superiore al 10 % della capacità della batteria.

— Carica di mantenimento. Rappresentata da una erogazione di poche centinaia di milliampere, in modo da tener conto delle perdite della batteria durante il normale esercizio.

Stabilità della tensione di uscita entro il 10 %. Questo scarto dovrà essere rispettato, sia per variazioni della rete di ± 15 %, sia per variazioni del carico — trasmissione e ricezione — sia per tutte e due contemporaneamente.

È possibile raggiungere lo scopo richiesto più sopra con l'impiego

di stabilizzatori a ferro saturo e relè sensibili a tensioni e correnti prestabilite, oppure con sistemi più moderni, come gli stabilizzatori elettronici di cui ci occuperemo più avanti.

Un terzo metodo di alimentazione di un radiotelefono pur non essendo proprio il caso specificato all'inizio del paragrafo, sarà ugualmente citato come caso di ripiego.

Disponendo di un radiotelefono per sola corrente alternata, si può trasformarlo per corrente continua interponendo tra l'ingresso c.a. e la batteria di alimentazione, un generatore sinusoidale.

Il generatore in questione ha qualche analogia con i convertitori statici, però non saturati.

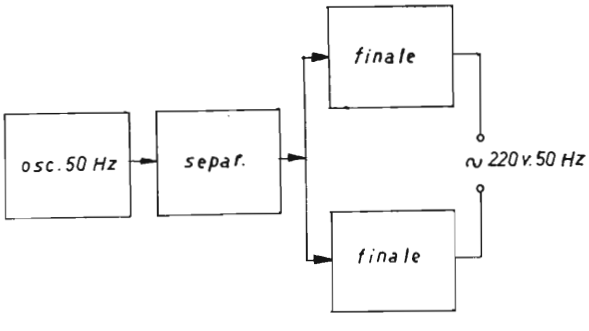


Figura 3.11

Generatore di corrente alternata a 50 Hz sinusoidali partendo da una corrente continua.

Lo schema a blocchi è visibile in fig. 3.11, esso consiste di un oscillatore a 50 Hz e un amplificatore BF in grado di fornire la tensione e la potenza necessaria ad alimentare l'apparato. La sua uscita sarà perciò da 110 o 220 volt, come richiesto all'ingresso dell'utilizzatore.

Il rendimento di questi apparecchi è piuttosto basso, però la loro frequenza si mantiene stabile al variare del carico, dato che viene generata da un oscillatore stabilizzato.

16.3. Stabilizzatori elettronici.

Il più semplice stabilizzatore elettronico è senz'altro il diodo Zener cui, data la sua grande semplicità e diffusione, conviene accennare.

Il grado di stabilizzazione di uno Zener dipende dalla quantità di corrente che lo attraversa e dal rapporto di corrente che deve stabi-

lizzare. È necessario perciò — per ottenere buoni risultati — che lo Zener consumi almeno il 10 % rispetto alla corrente che stabilizza, in modo che il punto di funzionamento si trovi decisamente al di sopra del ginocchio della soglia di Zener. Si procederà perciò a stabilire la potenza massima che esso deve avere, considerando il massimo ΔV cui esso deve regolare, moltiplicato per la corrente che lo attraversa.

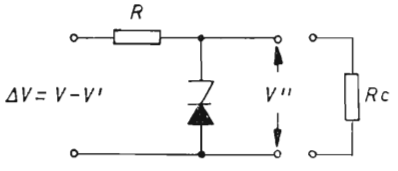


Figura 3.12

Stabilizzazione con diodo Zener.

Supponiamo di dover regolare una tensione che varia da V a V', utilizzandola come V'' su un carico R_c (fig. 3.12).

La corrente I che scorre su R_c sarà uguale a V''/R_c, mentre quella che scorre sulla R sarà $(V'' / R_c) + 10$ % rappresentato dalla corrente consumata dallo Zener. La R avrà un valore pari a

$$(V - V'')/(V''/R_c) \quad 1{,}1.$$

Quando la tensione sale da V a V' la corrente utilizzata sarà sempre la stessa, mentre quella consumata dallo Zener determinerà la massima dissipazione che deve avere lo Zener stesso.

16.3.1. Stabilizzatori a transistori.

Sono questi circuiti che permettono di controllare la tensione in maniera più precisa, fornendo inoltre un migliore rendimento. Possono essere del tipo serie o parallelo, però preferibilmente si usa il tipo serie. Il loro funzionamento è abbastanza semplice ed è basato sull'errore che si ha all'uscita dello stabilizzatore confrontato con una tensione costante di riferimento. Questa differenza, opportunamente amplificata, andrà a comandare la base di un transistore di potenza, il quale presenterà una caduta di tensione in funzione della sua resistenza serie, regolata appunto dalla tensione di base.

Un circuito di principio, impiegato anche in pratica, è illustrato in fig. 3.13. Esso non dispone di amplificatore di errore, pertanto il grado di stabilizzazione che si può ottenere è senz'altro inferiore a quello che si può ottenere con un circuito che disponga di uno o più amplificatori. Talvolta l'amplificatore può essere anche del tipo Darlington, in modo che l'alta impedenza di ingresso dello stesso conferisca ad esso un'alta sensibilità.

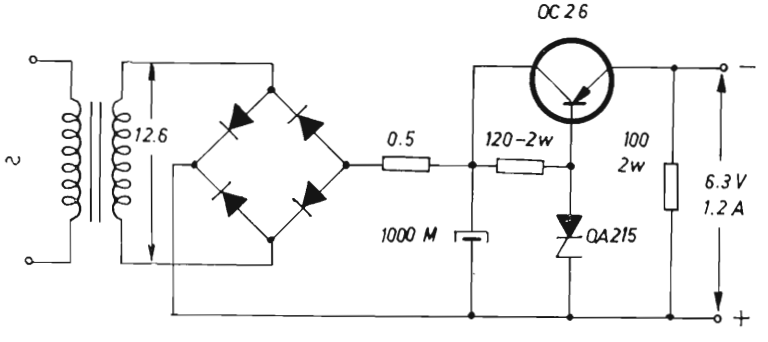


Figura 3.13. - Schema di principio di alimentatore stabilizzato semplificato.

Non essendo questa la sede per parlare delle possibili combinazioni circuitali che permettono di ottenere stabilizzatori con caratteristiche particolari, ci limiteremo a citarne un paio come esempio, atti a stabilizzare una tensione variabile da 26 a 33 volt con 3 ampere assorbiti e un'uscita di 24 volt ± 10 %.

Il primo circuito è stato studiato per ottenere una tensione negativa (fig. 3.14).

Per poter reggere ai 3 ampere richiesti in uscita quando la tensione sale a 33 volt, si sono impiegati due transistori in parallelo tipo 2 N 1022 montati su aletta di raffreddamento poichè, per un'uscita di 24 volt, essi devono dissipare 27 watt.

Per rendere più sensibili le basi dei transistori di potenza si amplifica l'errore, prelevato a monte del circuito, applicandolo al collettore di un AC 128. Essendo la base ancorata ad una tensione stabilizzata, ne risulta che sull'emettitore dell'AC 128, e di conseguenza sulle basi dei 2 N 1022, ci sarà una variazione di tensione proporzionale alle variazioni presenti a monte. Queste variazioni possono essere dovute a variazioni della sorgente oppure a variazioni del carico.

Quando la tensione a monte dello stabilizzatore sale, essa aumenta contemporaneamente sia sul collettore dell'amplificatore sia su quelli degli stadi regolatori di potenza, ma siccome la base dell'AC 128 è fissa, essa mantiene stabile il suo emettitore e le basi che controlla. Pertanto è come se gli emettitori fossero a tensione fissa e le basi venissero ridotte di tensione, con il risultato che la resistenza serie dei due transistori di potenza aumenta.

L'opposto avviene quando la tensione a monte scende: i 2 N 1022 tenderanno ad andare in saturazione con il risultato che la loro resistenza serie diminuisce in modo che all'uscita avremo sempre la medesima tensione.

Parimenti, quando il carico aumenta, la tensione di emettitore dei transistori di potenza tende a scendere ed è come se la tensione di base tendesse a salire, pertanto anche in questo caso i 2 N 1022 tendono a saturare diminuendo la resistenza serie.

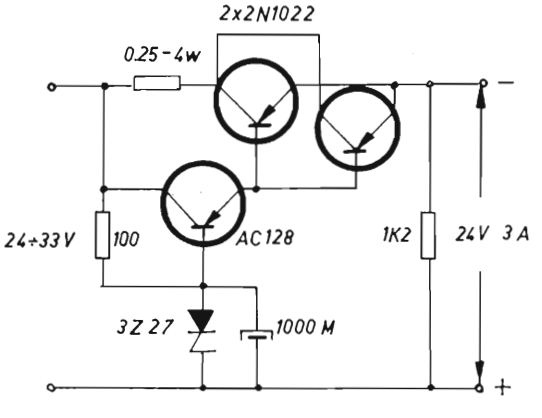


Figura 3.14. - Stabilizzatore del tipo serie per uscita negativa.

L'inconveniente di questo sistema è che se il carico va in cortocircuito i transistori si troveranno a dissipare una corrente grandissima con conseguente distruzione delle giunzioni.

Si provvede pertanto a disattivare i circuiti dal sovraccarico con dispositivi di intervento a porta, come multivibratori bistabili o relè, quantunque questi ultimi introducono un certo ritardo di apertura.

Infine per dispositivi più semplici ci si limita ad introdurre fusibili di massima.

Il secondo circuito (fig. 3.15), è concettualmente analogo al precedente, però è stato concepito per un'uscita positiva. Per tale motivo i transistori di potenza — sempre del tipo PNP — saranno rovesciati e l'amplificatore di errore sarà allora un NPN.

I vantaggi di questo circuito sono quelli di non richiedere dispositivi di protezione contro il sovraccarico poichè, quando la tensione di uscita tende a diminuire a causa del cortocircuito del carico, diminuisce anche la tensione di base dell'amplificatore e con essa anche quelle dei 2 N 1022. Ne risulta che la resistenza serie diventa infinita, a causa dell'interdizione dei transistori di potenza.

Ogni qual volta si regola la base dell'amplificatore, la tensione di uscita crolla bruscamente impedendo successivamente al dispositivo di funzionare, anche ripristinando la regolazione di base.

Per ovviare all'inconveniente di interdire i transistori di regolazione, si collegherà ad essi un resistore tra emettitori e collettori, in modo che la tensione a monte trovi una via facile per raggiungere la base dell'amplificatore così da contrastare l'effetto interdicente.

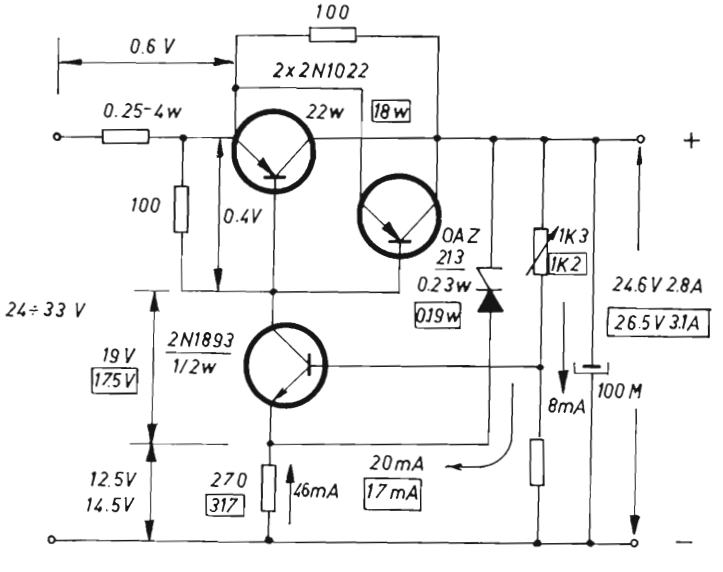


Figura 3.15. - Stabilizzatore del tipo serie con uscita positiva.

Il valore di questo resistore dovrà essere relativamente alto rispetto alla resistenza serie dei transistori, altrimenti l'efficacia dello stabilizzatore diminuisce. Durante un eventuale cortocircuito del carico, il resistore in questione dovrà sopportare tutta la tensione esistente a monte, pertanto sarà percorso da una certa corrente. Nel nostro caso trattandosi di 100 ohm di resistenza, essa sarà percorsa da una corrente di 0,33 ampere e quindi dovrà dissipare 11 watt circa.

Regolando la *R* da 1 K 3 in più o in meno si possono ottenere diverse soglie attorno al valore richiesto. Nelle due tabelle che seguono sono indicati due valori di stabilizzazione e cioè 24 V e 2,8 A, oppure 26 V e 3,1 A.

Le condizioni di lavoro del secondo caso sono indicate entro un quadratino (Fig. 3.15).

TABELLA I.

V ingresso	V uscita
20,5	20,0
22,5	22,0
24,5	24,0
26,5	24,1
28,5	24,2
30,5	24,5
32,5	24,6
2,8 A	

TABELLA II.

V ingresso	V uscita
19,7	10,0
21,3	20,5
23,3	22,5
25,0	24,2
26,8	25,8
28,0	26,0
30,4	26,1
32,5	26,2
3,1 A	

CAPITOLO QUARTO

17. Ricetrasmettitori a conversione

Un dispositivo circuitale che permette di realizzare una certa economia di quarzi e un po' di spazio è il ricetrasmettitore a conversione.

Supposta una media frequenza del ricevitore di 10,7 MHz, si realizza l'eccitatore del trasmettitore pure con uscita a 10,7 MHz così che la serie di quarzi di canale del ricevitore possono essere gli stessi del trasmettitore e ci spieghiamo meglio con un esempio numerico.

Supposto che si debba ricevere isoonda un segnale a 50 MHz, avremo, per una media frequenza a 10,7, un quarzo che oscilla sulla frequenza di 39,3 MHz, in modo che 50-39,3 = 10,7 in ricezione. Ora servendosi dello stesso quarzo del ricevitore e facendolo battere con un eccitatore a 10,7 otterremo ancora una conversione a 50 MHz, perchè 39,3 + 10,7 = 50.

Come si vede il sistema diventa economico nei ricetrasmettitori pluricanale poichè per un solo canale occorrono sempre due quarzi e cioè quello a 39,3 MHz per il ricevitore e quello dell'eccitatore a 10,7 MHz per il trasmettitore.

Per due canali bastano due quarzi per il ricevitore più quello di conversione a 10,7, anzichè due più due, ma la maggior complessità circuitale sconsiglia ancora il sistema a conversione.

Si può dire che da quattro canali in su il sistema diventa economico poichè il numero dei quarzi è sempre quello dei canali più uno, purchè si operi sempre isoonda. È possibile lavorare spostati con il trasmettitore — per esempio di 400 kHz — facendo l'eccitatore a 10,3 MHz, così che con quattro quarzi più due quarzi per l'eccitatore, uno per il 10,7 e uno per il 10,3 MHz, si ottengono quattro canali in ricezione e otto in trasmissione (fig. 4.1). Volendo spostare invece il ricevitore di 500 kHz si può spostare il valore del quarzo di seconda conversione del ricevitore stesso, se c'è e in questo caso naturalmente la media frequenza dovrebbe essere larga sufficientemente.

Queste tecniche possono essere applicate a tutti i sistemi di trasmissione. Alla SSB, che per natura è un sistema a conversione, all'AM,

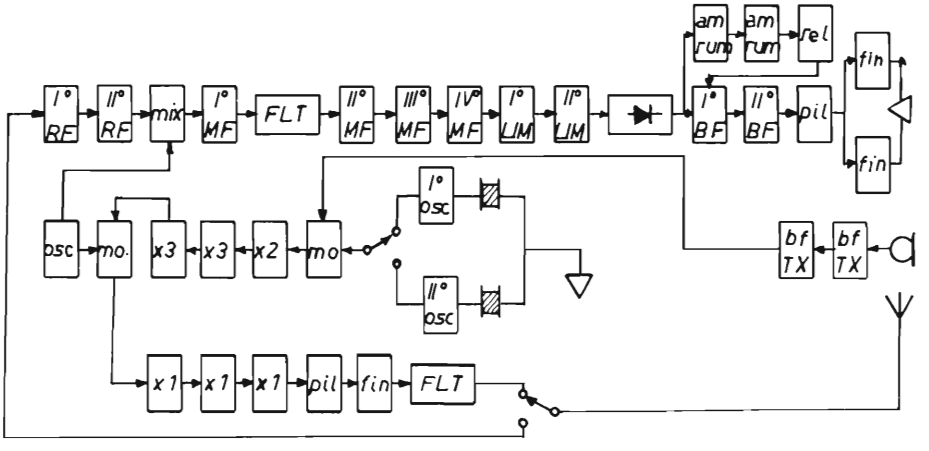


Figura 4.1. - Schema a blocchi di ricetrasmettitore a conversione. Le frequenze dell'oscillatore locale del ricevitore, battendo con gli oscillatori I o II, danno la frequenza di trasmissione.

che per la sua semplicità può avere l'eccitatore costituito dall'oscillatore direttamente a 10,7 MHz. Il sistema che ne trae più vantaggio è forse l'FM, dove l'eccitatore a 10,7 MHz può venir modulato partendo da una frequenza di 594,333 kHz, che moltiplicata per 18 fornisce su 10,7 MHz l'indice di modulazione richiesto. In questo modo, la frequenza di canale R_x battendo con il 10,7 MHz modulato non incorre nei difetti di distorsione dovuti allo spostamento del canale dal centro della fase, come spiegato al paragrafo 9 (fig. 1.36) a meno che non si voglia ottenere lo spostamento di frequenza del trasmettitore impiegando un altro quarzo, es. a 572,777 kHz per ottenere il 10,3 MHz.

Si può raggiungere lo stesso risultato finale anche con altre relazioni matematiche.

Un esempio:

Sempre la media frequenza del ricevitore a 10,7 MHz.

Frequenza ricevuta = 150 MHz.

L'oscillatore del ricevitore sarà

$$\frac{150 - 10{,}7}{3} = 46{,}433 \text{ MHz},$$

frequenza ottima per un quarzo in risonanza serie.

Moltiplicando per 6 la frequenza di 594,333 kHz dell'eccitatore, si ottiene una frequenza di 3,566 MHz (10,7/3), che battendo con 46,433 MHz dà appunto 50 MHz in trasmissione. Moltiplicando successivamente per tre si otterranno 150 MHz con un fattore di moltiplicazione di 18 (6 × 3), inoltre sarà più facile amplificare senza inneschi proprio grazie alla moltiplicazione per tre.

È logico che è possibile fare la conversione in trasmissione partendo da valori di media frequenza diversi da 10,7 MHz; inoltre è possibile usare diversi fattori di moltiplicazione per poter ottenere indici di modulazione più alti oppure distorsioni più basse.

18. Sintetizzatori

Già il sistema a conversione descritto al paragrafo precedente è un sistema di sintesi, in quanto la frequenza ottenuta in trasmissione è stata ottenuta sinteticamente per battimento di due frequenze diverse.

I sintetizzatori sono dispositivi che permettono di ottenere numeri rilevanti di canali con l'impiego di un numero limitato di quarzi. Questi apparecchi sono generalmente impiegati su grossi trasmettitori e forse in futuro avranno un più largo impiego anche nei ricetrasmettitori di minori dimensioni, grazie alla miniaturizzazione dei circuiti e all'impiego di tecniche micrologiche. Per questo motivo se ne accennerà brevemente allo scopo di conoscere il meccanismo di funzionamento nelle sue grandi linee.

È logico che causa il battimento cui sono sottoposti i vari oscillatori, si avranno considerevoli prodotti spuri di modulazione che per un corretto funzionamento devono essere attenuati di almeno 60 dB. Questo fatto rende molto complicato produrre questi apparecchi e le vie seguite per raggiungere lo scopo sono più di una.

Supponiamo di prendere le prime due armoniche di un oscillatore funzionante a 10 MHz. Si otterranno così 10, 20, 30 MHz. Se ora un altro oscillatore funzionante a 1 MHz batte con queste tre frequenze, si possono ottenere, oltre le tre frequenze citate, 1, 9, 11, 19, 21, 29, 31 MHz. Utilizzando la seconda armonica di 1 MHz si può ottenere 2, 8, 12, eccetera MHz. Come si vede con pochi quarzi è possibile otte-

nere una infinità di combinazioni anzi, diremo che 1 MHz può essere ricavato dal 10 MHz per divisione e di questo passo si possono ottenere sottomultipli e multipli a piacere.

La difficoltà di questo sistema consiste nella necessità di « pulire » non tanto le frequenze ottenute per moltiplicazione o divisione, quanto quelle ottenute per somma e differenza, che sono molto vicine tra loro e, come sappiamo, i circuiti accordati non sono in grado di selezionare frequenze relativamente vicine, attenuando le altre in maniera notevole.

Il sistema maggiormente adottato attualmente è quello di servirsi delle frequenze ottenute con i sistemi citati per tenere agganciato un oscillatore libero il quale, se è ben realizzato, può contenere residui armonici molto bassi. A questo modo la frequenza utilizzata sarà appunto quella dell'oscillatore libero, mentre sarà sufficiente che i segnali necessari per tenerlo agganciato siano separati tra loro di una ventina di decibel.

Sistemi a conversione pura, singola e doppia possono dare buoni risultati dove si debbano ottenere gruppi di frequenze concentrate in una certa banda, come nei casi delle apparecchiature militari, per aviazione, ecc., comunque dove esista una certa relazione matematica tra i canali stessi.

Tecniche digitali combinate alle conversioni vengono già impiegate in dispositivi del genere con risultati eccellenti.

19. Circuiti accessori

19.1. Dispositivi di silenziamento.

Nei ricevitori a modulazione di ampiezza talvolta viene introdotto un dispositivo che blocca il segnale BF in assenza di portante RF, allo scopo di non sentire durante la pause quel fastidioso scricchiolìo dovuto a fenomeni atmosferici o di natura impulsiva.

Più frequentemente, questo dispositivo lo troviamo nei ricevitori a modulazione di frequenza, dove esso è quasi indispensabile, dato che in essi il fruscìo è un fattore essenziale e il suo ascolto sarebbe quanto mai fastidioso.

I sistemi generalmente si differenziano tra AM e FM. Infatti nella ricezione AM il fruscìo non è notevole, tanto che il rapporto segnale disturbo viene definito come la quantità di un segnale modulato al 30 % a 1.000 Hz capace di produrre 20 dB di segnale BF, rispetto al segnale portante. Nella FM invece i 20 dB si devono ottenere tra un segnale portante non modulato e il fruscìo in assenza di portante. Come si può vedere, nel primo caso, quando arriva una portante, la modulazione può esserci oppure no. Nel secondo caso invece la portante in arrivo sovrasta un fruscìo che è sempre presente.

Fatte queste premesse, diremo che nel caso di ricevitori AM il silenziamento è opportuno comandarlo dalla tensione di CAS formatasi nel ricevitore a causa della presenza della portante. Questa tensione opportunamente amplificata può attivare un relè oppure mandare all'interdizione uno stadio BF a basso livello. La fig. 4.2 ne illustra un caso. La tensione formatasi nell'emettitore del penultimo stadio di media frequenza, in concomitanza con la caduta che si è formata sul collettore dello stesso transistore per l'effetto della portante, fanno si che il transistore T_{r1}, che funge da relè, vada all'interdizione, così al suo collettore non vi sarà più caduta. Questo rialzo di tensione manderà fuori conduzione un diodo che normalmente conduce e lascia

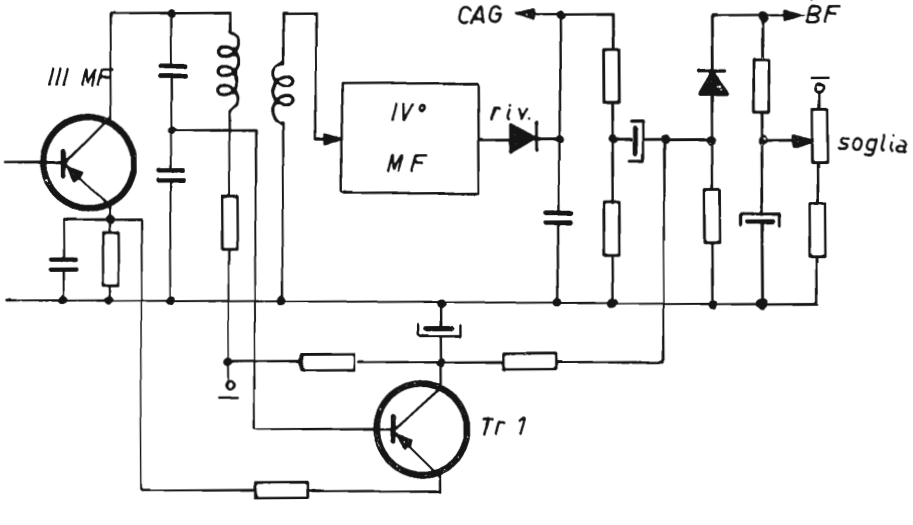


Figura 4.2. - Dispositivo di silenziamento per ricevitori AM.

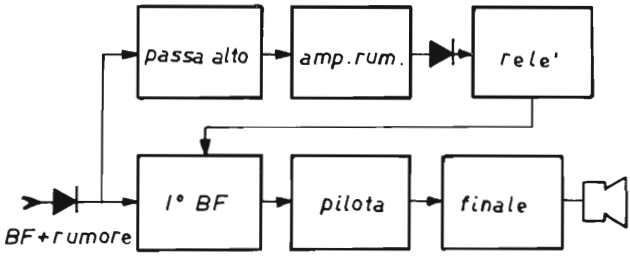


Figura 4.3. - Dispositivo di silenziamento per ricevitori FM.

passare la BF. Il punto di conduzione del diodo viene scelto dal potenziometro che funzionerà, regolabile dall'esterno, come regolatore della soglia.

In qualche caso anche i ricevitori FM usano questo sistema, prelevando la tensione che si viene a formare nei limitatori, oppure rilevando la tensione della portante stessa ricavata da uno stadio di media frequenza, funzionante proprio a questo scopo. Questa tensione può anche servire per un eventuale misuratore di campo ricevuto.

Si può dire però che il sistema di silenziamento più usato oggigiorno nei ricevitori FM è quello realizzato in bassa frequenza. Un filtro passa alto separa gli eventuali segnali BF dal fruscìo, che occupa le regioni superiori dello spettro acustico. Un amplificatore cosiddetto di rumore si incarica di amplificare questo fruscìo per poi utilizzarlo, rivelato, sotto forma di una tensione continua. Questa tensione comanda un transistore chiamato « relè » che con il suo passaggio da conduzione — in presenza di fruscìo — a non conduzione, provoca ai capi della sua resistenza di carico un brusco aumento della tensione. La stessa tensione comanda la base del primo transistore BF che così si sbloccherà.

Il dispositivo di silenziamento per ricevitori FM è illustrato nella fig. 4.3. Per chiarezza ne spiegheremo il funzionamento. Quando non vi è la portante, è presente il fruscìo generato dagli stadi di media frequenza. La tensione di fruscìo amplificata e raddrizzata con un duplicatore di tensione attiva il relè che avrà una forte caduta di tensione sul collettore. Se dallo stesso collettore si preleva la tensione di base del primo transistore BF, questa sarà così bassa che il transistore non

amplifica. In presenza di segnale il fruscìo cessa e così viene a mancare la tensione al transistore relè. Non assorbendo corrente, il relè non presenterà caduta sulla sua resistenza di carico e tutta la tensione fluirà verso la base del transistore BF che viene così sbloccato.

I segnali BF non possono raggiungere l'amplificatore di rumore perchè tagliati dal filtro passa alto, sicchè non possono in alcun modo venire amplificati e quindi sbloccare il dispositivo.

19.2. Dispositivi di chiamata.

19.2.1 Relé di portante.

I circuiti testè descritti nel precedente paragrafo, ben si prestano a funzionare da telecomando. Infatti se un ricetrasmettitore deve funzionare da ripetitore in simplex, dovrà poter andare in trasmissione al momento giusto senza l'intervento dell'operatore.

Se i circuiti di silenziamento precedentemente descritti azionassero un relé vero e proprio, al posto del transistore relé, è possibile utilizzare uno scambio per bloccare la BF, sia cortocircuitando l'ingresso, sia togliendo l'anodica agli stadi. Un secondo scambio rimasto libero può mandare in trasmissione un trasmettitore ogni qual volta al ricevitore arriva una portante.

È ovvio che per fare ciò bisogna impiegare due apparati, oppure l'apparato che funge da ripetitore deve poter funzionare in duplex e cioè quando arriva la portante il ricevitore deve continuare a funzionare e non bloccarsi per effetto della robusta portante generata dal trasmettitore locale.

Per fare in modo che ricevitore e trasmettitore non si influenzino bisognerà che i due apparati siano spostati tra di loro di un intervallo che si aggira sull'1 %.

Un secondo caso di utilizzazione del relé di portante è quello della chiamata semplice: quando al ricevitore giunge una portante, il relé del silenziatore aziona una suoneria, oppure può accendere una lampadina.

Alzando il microtelefono dalla sua forcella si apre il circuito della suoneria e si predispone il circuito in modo che l'apparato possa andare in trasmissione attraverso il pulsante esistente nel microtelefono, oppure che l'apparato entri subito in trasmissione se il collegamento è predisposto per servizio duplex.

19.2.2. Chiamata selettiva.

Il sistema di chiamata descritto non è troppo sicuro in quanto qualunque portante, anche non del posto corrispondente, può far funzionare la suoneria. Pertanto si preferisce inviare con la portante una nota, ad esempio modulata a 3.000 Hz. Per fare ciò si dovrà impiegare un appropriato oscillatore che moduli il trasmettitore senza passare per il modulatore. Quest'ultimo dovrà attenuare a 3.000 Hz almeno 20 dB, per impedire che eventuali segnali alti o componenti armoniche della parola azionino il dispositivo.

In ricezione vi sarà un filtro selettivo a 3.000 Hz, seguito da un amplificatore del tutto identico a quello di silenziamento, con rivelatore e relè, per l'azionamento della suoneria.

Se il generatore del trasmettitore è in grado di produrre più frequenze attorno ai 3.000 Hz, è possibile chiamare più utenti i quali

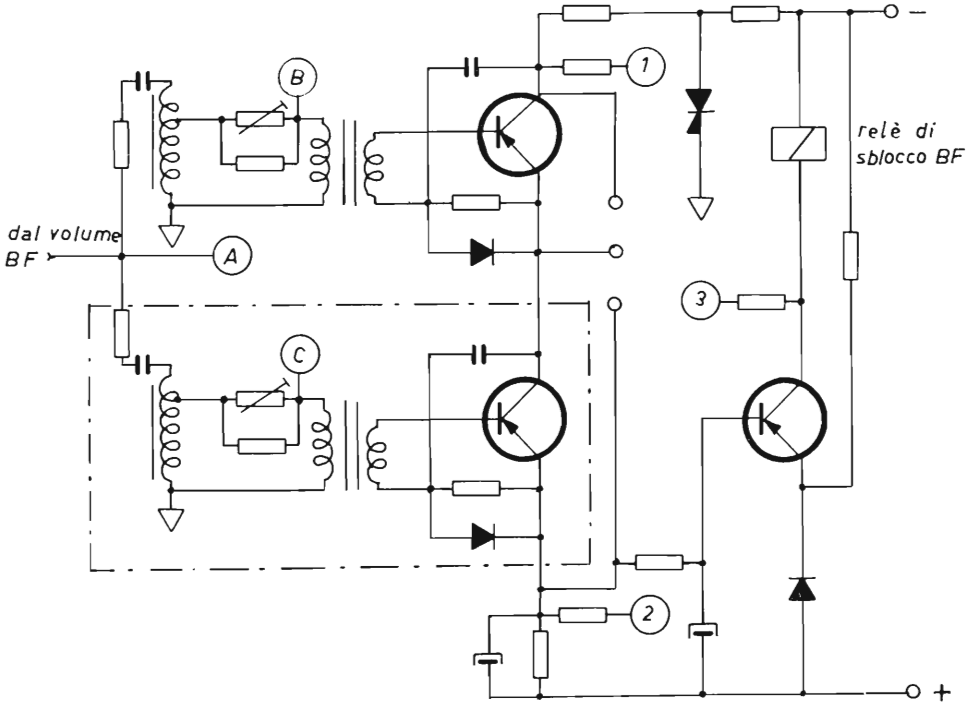


Figura 4.4. - Chiamata selettiva. Parte ricevente del sistema a due toni.

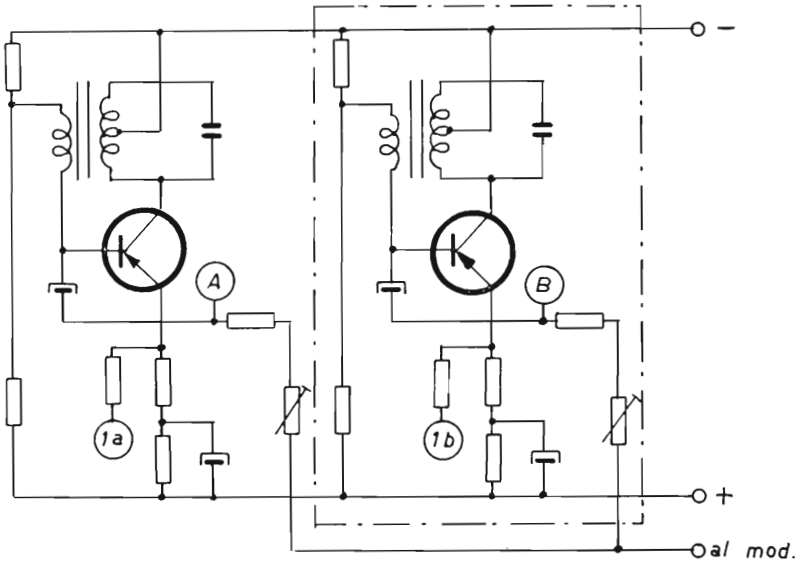


Figura 4.5. - Chiamata selettiva. Parte trasmittente del sistema a due toni.

dovranno avere il filtro di chiamata sintonizzato su una sola frequenza fra quelle che può generare l'oscillatore di chiamata.

Un sistema di chiamata selettiva estremamente sicuro è quello a due toni: invece di inviare una sola nota per la chiamata, che del resto potrebbe anche essere prodotta accidentalmente dalla modulazione, se ne inviano due. Questa è una vera chiave per sbloccare il posto corrispondente.

Si tratta di due dispositivi identici che hanno però la chiusura dei relè in cascata e i filtri di ingresso accordati ognuno su di un tono. Sarà necessario che arrivino contemporaneamente tutti e due i toni per stabilire la chiusura del circuito (figg. 4.4 e 4.5).

Oltre alla sicurezza, i due toni permettono una maggiore quantità di combinazioni e quindi la chiamata di un maggior numero di utenti.

19.3. Ripetitori.

Quando si debbano coprire lunghi percorsi e non è possibile aumentare la potenza del trasmettitore o i guadagni delle antenne si ricorre ai ripetitori. Purtroppo questo sistema richiede la possibilità

di funzionare su due canali diversi, poichè non è possibile al ricevitore che si trova sul ripetitore, funzionare isoonda e contemporaneamente al trasmettitore. Infatti il segnale ricevuto sarà di pochi microvolt, contro circa 22,5 volt di un trasmettitore che eroghi 10 watt su un carico di 50 ohm.

Il rapporto tra le due tensioni, supposta 2,25 μV l'intensità di campo ricevuta, è di 140 dB. E' necessario perciò spostarsi di frequenza con uno dei due apparati, di quel tanto che permetta appunto ai circuiti del ricevitore di attenuare i 140 dB sopra accennati. In pratica l'uno per cento di spostamento rispetto alla frequenza trasmessa è sufficiente a permettere al ricevitore di funzionare senza venir desensibilizzato dal rumore generato dalle bande laterali del trasmettitore.

Talvolta i ripetitori funzionano su frequenze molto lontane tra loro: ad esempio una in UHF e l'altra in VHF. Nonostante ciò il sistema non cambia come meccanismo di collegamento.

Siano tre apparati, A_1, A_2, A_3, in cui A_1 e A_3 sono i terminali, mentre A_2 funziona da ripetitore (fig. 4.6). Le frequenze di lavoro sono f_1 e f_2.

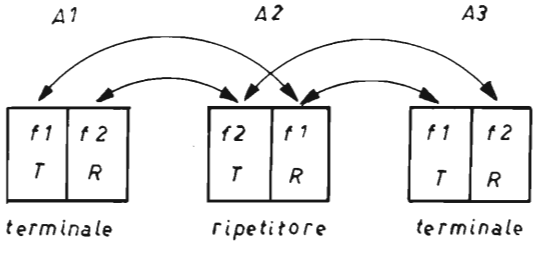


Figura 4.6. - Disposizione a blocchi di come avviene un collegamento attraverso un ripetitore. Al posto di uno qualunque dei due terminali, può essere una rete di mezzi mobili.

Come vediamo dalla figura i trasmettitori dei terminali lavorano su f_1, mentre i ricevitori lavorano su f_2. Il ripetitore A_2 ovviamente dovrà essere complementare ad A_1 e A_3 e cioè riceverà su f_1 e trasmetterà su f_2.

È logico che il ripetitore sarà munito di relè di portante, in modo che ogni segnale in arrivo ponga in trasmissione il complesso, dando transito al segnale.

Il suo funzionamento sarà il simplex, poichè ognuno dei due terminali è in grado di mandare in trasmissione il ripetitore.

Nel caso infine che A_3 sia un mezzo mobile, esso può stabilire direttamente il collegamento con A_1 commutando la frequenza f_2 del ricevitore in f_1 del trasmettitore a patto che A_1 faccia altrettanto.

A_2, in funzione di ripetitore, dovrà avere due antenne, in modo che i 20 e più volt del trasmettitore non entrino nel ricevitore. Questa soluzione è buona soprattutto quando si debba stabilire un collegamento a distanza e in una direzione ben determinata, per cui è necessario impiegare due antenne direttive.

Nel caso di collegamento circolare, il ripetitore dovrà impiegare antenne omnidirezionali e quindi si potrà realizzare una certa economia impiegando una sola antenna e un solo cavo, separata alla base da uno speciale filtro per duplice, di cui parleremo nei prossimi paragrafi.

19.3.1. Profilo BF per ripetitori.

Parlando dei modulatori BF dei sistemi a modulazione di frequenza si è detto che l'andamento della BF deve avere una de-enfasi pari a 6 dB per ottava, contenuta in una fascia di $\pm$ 3 dB. Ciò va bene fino a quando sono collegati tra loro solo due apparati, mentre le cose cambiano quando tra essi sia interposto uno o più ripetitori. Infatti, a causa della capacità di enfasi in trasmissione o di quella di de-enfasi in ricezione, il profilo BF si scosta dalla retta corrispondente a zero dB, appunto di $2 \div 3$ dB sugli estremi della banda BF.

Quando una banda BF già attenuata agli estremi passa attraverso un ripetitore, verrà attenuata ulteriormente dalle rispettive BF, del ricevitore prima e del trasmettitore poi, per cui al terminale arriva una banda tanto tagliata agli estremi da non rientrare più nelle caratteristiche.

Per ovviare a simili inconvenienti si adottano filtri BF sul ripetitore che abbiano andamento complementare alle BF dei terminali, in altre parole presenteranno sia nella regione delle alte che in quella delle basse frequenze una esaltazione rispetto ai 1.000 Hz, di qualche dB o per lo meno la risposta sarà contenuta entro zero dB.

Con questo artificio si possono ottenere buoni risultati attraverso un ripetitore, anche quando siano inviati dei segnali BF di telecomando agli estremi della banda.

19.3.2. Filtri per duplice.

Quando si voglia utilizzare un ricetrasmettitore in duplex e cioè far funzionare contemporaneamente sia il trasmettitore che il ricevitore, succede che quest'ultimo viene parzialmente desensibilizzato dalla portante del trasmettitore in misura tanto maggiore quanto più vicine sono le due frequenze utilizzate; inoltre inevitabili rientri di radiofrequenza possono passare dal trasmettitore al ricevitore attraverso i cablaggi.

La prima precauzione da prendere per ottenere buoni risultati con funzionamento in duplex è quella di schermare innanzi tutto il ricevitore. Inoltre tutti i cablaggi che fanno capo al ricevitore costituiscono dei collettori di radio frequenza e possono così portarne dentro lo schermo quantità più o meno grandi secondo l'ubicazione, la lunghezza, ecc.

È pratica comune arrestare la radiofrequenza all'altezza dello schermo con i normali sistemi, choke o perle di ferroxcube, secondo il valore della frequenza da bloccare e mediante capacità del tipo passante o a bottone.

Nonostante queste precauzioni non si possono raggiungere i risultati sperati a meno che le due frequenze — di ricezione e di trasmissione — non siano distanti tra loro di un $2 \div 3$ %, minimo 1 % come accennammo precedentemente.

Questo fatto è causato dalla scarsa selettività dei circuiti che, se caricati, come succede nello stadio finale di un trasmettitore, hanno Q piuttosto bassi, così che il rumore generato dal trasmettitore stesso interessa qualche MHz fuori banda.

Nei casi dove è possibile e soprattutto quando l'apparato duplex funziona da ripetitore fisso, si impiegano due antenne con opportuno rapporto avanti-indietro, in modo da ridurre al minimo l'influenza reciproca delle stesse.

In tutti quei casi dove ci si debba servire di una antenna singola, si ricorre a speciali filtri ad alto Q a costanti concentrate o tanto meglio a cavità, nei casi in cui spazio e frequenza lo permettano. Questi filtri vengono chiamati « filtri per duplice » o in diversi altri modi, come « duplexer » o « diplexer » ecc.

Il funzionamento di un filtro per duplice è relativamente semplice:

il trasmettitore avrà in serie all'antenna un circuito risonante che esalta la sua frequenza di emissione e un circuito antirisonante

centrato sulla frequenza del ricevitore. Il ricevitore avrà un altro dispositivo del tutto analogo a quello del trasmettitore, ma complementare ad esso. La fig. 4.7 illustra un circuito dove L_1-C_1 e L_2-C_2 sono trappole per la f_2, mentre la linea $\lambda/4$ ha lo scopo di rialzare la antenna dal cortocircuito creato da L_1-C_1 e L_2-C_2. L_3-C_3, risuonando con il resto degli elementi, compensa il disadattamento della linea che va dal trasmettitore all'antenna sulla frequenza di emissione. Altrettanto avverrà nell'altra metà e cioè tra L_4-C_4 e L_5-C_5, dove sarà bloccata f_1 con la minima attenuazione per f_2.

La separazione che si può ottenere da un filtro per duplice si aggira sui 50 dB. In questo caso è molto importante l'intervallo percentuale esistente tra le due frequenze su cui lavora il duplex, che solitamente si aggira sul 3 % della f_0.

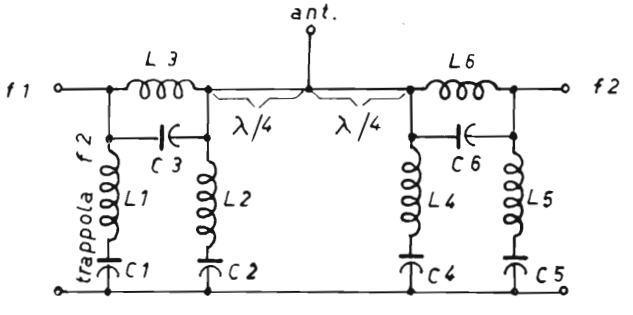


Figura 4.7. - Filtro per duplice. f_1 e f_2 sono gli ingressi di antenna del ricevitore e del trasmettitore.

L'inconveniente di questo sistema è la perdita di inserzione, che si aggira sui 2 ÷ 3 dB in trasmissione e altrettanti in ricezione. Ciò equivale al quasi dimezzamento della potenza emessa dal trasmettitore e della sensibilità del ricevitore.

19.3.3. Filtri passa basso RF.

Nei ricetrasmettitori veicolari per uso militare vengono generalmente richiesti 60 dB di attenuazione di segnali armonici e spuri sotto il livello della massima potenza RF alla frequenza di emissione. Comunque anche per impieghi civili, i segnali indesiderati devono stare

al di sotto dei 25 μW, che equivale, per una potenza di uscita di 10 watt, ad una attenuazione di 56 dB. Su questo concetto un trasmettitore da 100 mW di uscita RF dovrà avere una attenuazione di almeno 36 dB.

Generalmente i segnali indesiderati di un trasmettitore sono dovuti a prodotti di moltiplicazione, ma soprattutto alle armoniche degli stadi finali, che sono pari, nel caso di montaggio degli stadi finali stessi in versione singola e dispari nel caso di montaggio in circuito controfase. Per tale ragione, dato che i prodotti di moltiplicazione bisogna filtrarli nei circuiti che precedono lo stadio finale, è prevedibile che gli altri segnali indesiderati cadano tutti al di sopra della fondamentale. Sarà opportuno perciò realizzare filtri passa basso a cinque, sette o nove elementi, secondo quanto si desidera attenuare.

Il più semplice di questi filtri è senz'altro quello a pi-greco, che oltre a funzionare da passa basso per le armoniche realizza una certa economia circuitale, in quanto rappresenta essenzialmente anche il circuito volano dello stadio finale e l'elemento adattatore tra finale e carico.

Ovviamente in uno stadio finale a transistori, generalmente non in controfase, saremo molto lontani dai 60 dB richiesti, sia per i bassi Q a carico che si possono ottenere, sia per la seconda armonica che nel migliore dei casi sarà attenuata di una trentina di decibel.

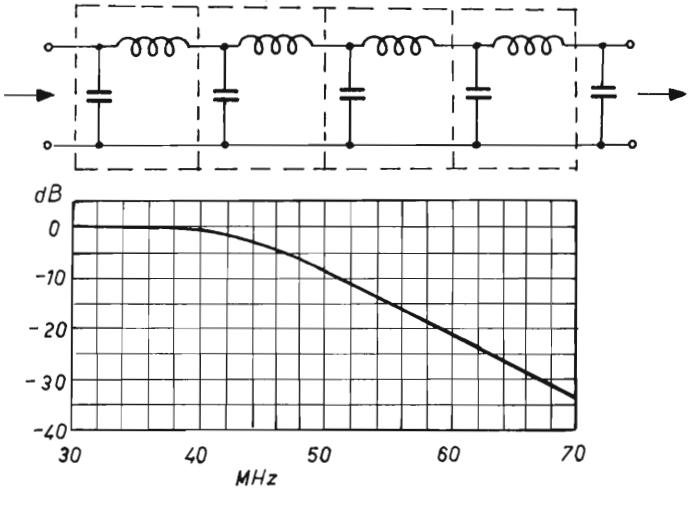


Figura 4.8. - Filtro passa basso RF a nove elementi e relativa curva di attenuazione.

In casi del genere bisogna introdurre un filtro tra stadio finale e antenna che perda il meno possibile alla frequenza fondamentale e cioè non più di un dB e che attenui la seconda armonica di almeno 30 dB.

A titolo orientativo diremo che si ottengono questi risultati con quattro celle di filtro — nove elementi — e forse anche con tre celle, se la frequenza da trasmettere è solo una.

Facciamo un esempio:

un trasmettitore che copre la banda 31 ÷ 41 MHz dovrà perdere per l'inserzione del filtro non più di 1 dB a 41 MHz, mentre la seconda armonica di 31 MHz cade a 62 MHz. Il filtro dovrà attenuare 30 dB nell'intervallo di 21 MHz. (62-41 MHz).

È ovvio che un filtro così complesso non sarà regolabile ma fisso e verrà aggiustato una volta per tutte in fase di collaudo. Il metodo più semplice per realizzare filtri di questo genere è quello di servirsi di tabelle ricavate sperimentalmente, come quelle usate dagli specialisti di telefonia ([1]).

La fig. 4.8 illustra un filtro a nove elementi realizzato su quattro scomparti schermati tra loro. La banda passante è di 31 ÷ 41 MHz e la seconda armonica di 31 MHz risulta attenuata di 30 dB.

Quando la sensibilità del ricevitore lo permette, è buona norma impiegare lo stesso filtro anche in ricezione, eliminando così segnali spuri di frequenze abbastanza alte, come ad esempio la seconda armonica dell'oscillatore locale più o meno il valore della frequenza intermedia.

19.4. Riflettometri.

A migliorare talune condizioni di funzionamento dei radiotelefoni, concorrono solitamente alcuni circuiti ausiliari che possono essere classificati in due categorie: circuiti di protezione e circuiti di controllo.

([1]) Una serie di queste tabelle di tipo Tshebycheff che permettono di ottenere determinate attenuazioni con altrettanti determinati fattori di riflessione fissati a priori, si possono trovare su « Telefunken Zeitung » jg. 34 (giugno 1961) pagg. 180-185, a firma Von E. Glowatzki.

Un dispositivo che assolve a tutte e due le funzioni è appunto il riflettometro, del quale esporremo il principio di funzionamento per poi estendere l'argomento in appendice sui metodi costruttivi.

Si è parlato di protezione dal sovraccarico di tensione, di corrente oppure di entrambe contemporaneamente, servendosi di un dispositivo che « senta » il disadattamento.

Quando lo stadio finale non è caricato correttamente sulla sua impedenza caratteristica o tanto peggio quando il carico è distaccato, si possono avere in seno al transistore finale tensioni proibitive, mentre le correnti sono tali per cui diventa eccessiva la potenza, la quale deve essere dissipata esclusivamente dal transistore.

La maniera più corretta per proteggere un transistore di potenza RF consiste nell'inserire un riflettometro, impiegandolo nel modo più avanti indicato.

Il funzionamento di un riflettometro è relativamente semplice ed è dovuto all'azione di un accoppiamento magnetico tra due circuiti, sommato a quello capacitivo. Da tale concatenamento ne risulta sul secondario una f.e.m. polarizzata, cioè unidirezionale, che può venire rivelata da un diodo (fig. 4.9).

Quando il carico RF è disadattato, non esistendo più alcuna relazione di fase fra tensione e corrente, sarà sempre presente la RF in tutti e due i sensi del secondario. Sfruttando questa particolare circostanza, nel caso che venga a mancare il carico dello stadio finale, si utilizza la tensione presente al diodo per comandare uno stadio a basso livello della catena di amplificazione RF, come illustra la fig. 1.28.

Invertendo il dispositivo si ha la cancellazione della tensione RF e pertanto sul diodo non vi sarà alcuna tensione.

Il secondo impiego di un riflettometro è quello della misura delle onde stazionarie presenti nella linea che unisce il trasmettitore con l'antenna.

Infatti sfruttando l'effetto direzionale di un riflettometro sarà facile calibrare lo strumento in potenza e misurando dapprima in andata e poi in ritorno si dovrà leggere il massimo in una direzione e zero nel senso contrario. In questo caso non vi sono riflessioni, per cui tutta la potenza erogata dallo stadio finale viene trasferita in antenna.

Nel caso invece si legga qualcosa in meno in andata e qualcosa in ritorno, il rapporto di onde stazionarie (R.O.S.) sarà dato appunto dal rapporto fra le due letture.

19.4.1. Principio di funzionamento di un riflettometro.

Una linea bifilare 1 e 2 percorsa da radiofrequenza e terminata sulla sua impedenza caratteristica non sarà sede di onde stazionarie. Quando alla linea venga accoppiata strettamente una seconda linea 3 e 4 terminata ai suoi estremi, la corrente che scorre nella prima

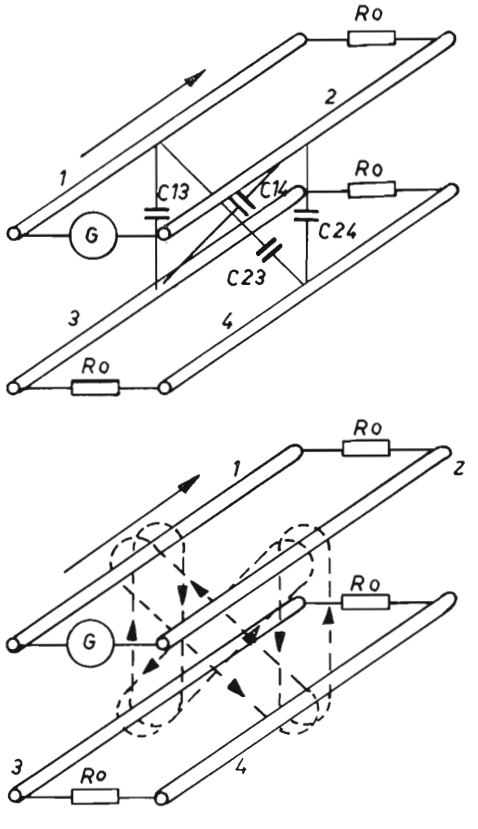


Figura 4.9

Dimostrazione pratica di come avvengano gli accoppiamenti magnetici e capacitivi nelle linee di un riflettometro.

linea scorrerà anche nella seconda, a causa dell'accoppiamento capacitivo tra le due linee, però nella seconda linea la corrente sarà rinforzata in un senso e cancellata nel senso opposto, a causa dell'accoppiamento magnetico presente tra le due linee (fig. 4.10 A e B).

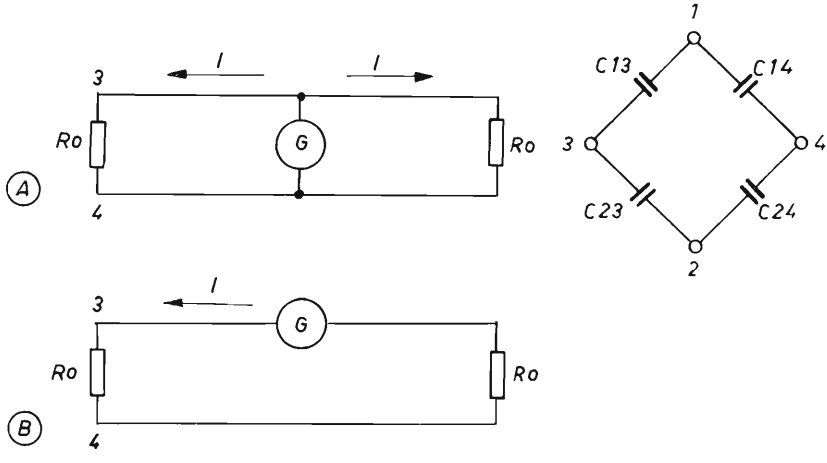


Figura 4.10. - Dimostrazione teorica del funzionamento di un riflettometro.

Nella fig. 4.10 A, si vedono le due linee considerate momentaneamente accoppiate solo capacitivamente.

Le correnti che scorrono sulla linea 3 e 4 sono dovute all'uguaglianza $C_{23} \times C_{14} = C_{13} \times C_{24}$ e perciò esiste una differenza di tensione tra la linea 3 e la linea 4 a causa dell'accoppiamento elettrostatico con le linee 1 e 2. In altri termini avviene come se il generatore della linea 3 e 4 fosse in parallelo e le correnti scorressero dal generatore ai carichi.

Nella fig. 4.10 B, si vedono le stesse linee accoppiate magneticamente, ed avviene come se le linee 3 e 4 avessero il generatore in serie, per cui le correnti scorreranno solo in un senso.

Ora è facile spiegare come la somma delle due correnti causate dell'accoppiamento capacitivo più quello magnetico tendano a rinforzarsi in un senso e a cancellarsi in senso contrario. Questo fenomeno viene chiamato « effetto direzionale ».

19.5. Telecomando.

19.5.1. Sommario.

Si è parlato dei motivi per cui talvolta si rende necessario telecomandare un apparato radiotelefonico e se ne parlerà ancora quando

saranno trattate le antenne, al paragrafo successivo. Le soluzioni tecniche del problema sono innumerevoli e tutte più o meno complicano i circuiti di un ricetrasmettitore convenzionale.

La soluzione più completa del problema consiste nell'eseguire tutti i controlli a distanza, oltre a poter parlare ed ascoltare.

Tutto ciò si può riassumere come segue:

I°) Comandi per il trasmettitore:
Trasmissione e ricezione (T/R).
Ingresso microfono.

II°) Comandi per il ricevitore:
Controllo di volume BF.
Controllo di soglia BF.
Uscita BF.

III°) Comandi comuni al trasmettitore e al ricevitore:
Accensione generale.
Comando dei canali (se esiste).

Come si vede, vi sono almeno sette informazioni, una delle quali è a RF e tre in BF.

Se vogliamo trasferire a distanza, ad almeno un centinaio di metri, queste informazioni, sarà necessario trasformarle in tensioni ausiliarie in corrente continua, oppure ricorrere a qualche altro artificio che permetta ugualmente il raggiungimento dello scopo prefisso.

Esaminiamo a gruppi affini tra loro i controlli descritti sopra, indicando per ognuno di essi le possibili soluzioni.

19.5.2. Trasmissione e ricezione (T/R).

Per eseguire il passaggio T/R si utilizza quasi sempre un relè il quale permette di effettuare una commutazione complessa con il solo ausilio di una corrente continua.

19.5.3. Controllo di soglia.

La soglia o silenziamento agisce generalmente sul fruscìo BF generato dalla catena a frequenza intermedia in assenza di portante. Portando a distanza una simile informazione sarà necessario impiegare un cavetto schermato che, oltre a rendere complicato il cavo del

telecomando, causerà una inevitabile attenuazione dalla parte alta dello spettro del fruscìo, nonchè una attenuazione generale dello stesso fruscìo in funzione della lunghezza del cavo. In conseguenza di ciò si renderà necessario aggiustare caso per caso il livello di soglia.

È possibile ovviare all'inconveniente regolando a distanza una corrente continua che comanda il guadagno di uno stadio dell'amplificatore di rumore, come illustrato in fig. 4.11.

Nei ricevitori a modulazione di ampiezza, invece, la soglia agisce sulla differenza tra il segnale rivelato in presenza della portante e quello che si ha quando la portante non c'è.

Il segnale rivelato contiene una componente continua che ben si presta ad essere inviata a distanza a mezzo cavo. Questa tensione continua può sbloccare la base di un preamplificatore BF, oppure può agire su diodi i quali, andando in conduzione, lasciano passare la BF. Sarà sufficiente allora regolare tale tensione continua e restituirla all'apparato per un corretto livello di soglia. Possono essere adottati molti altri sistemi.

19.5.4 Ingresso microfono e uscita BF.

La bassa frequenza non può purtroppo essere trasformata in tensioni continue, pertanto si dovrà risolvere il problema con l'impiego di circuiti a bassa impedenza.

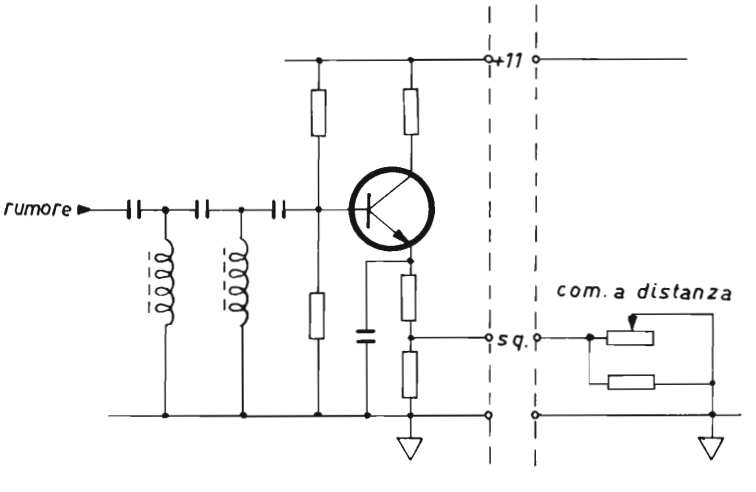


Figura 4.11. - Controllo a distanza del livello di soglia.

Per l'ingresso del microfono sarà prudente amplificare immediatamente vicino al microfono e cioè sulla consolle di telecomando, al fine di non captare ronzii durante il lungo percorso stabilito. L'uscita di questo segnale amplificato passerà attraverso un transistore ripetitore di emettitore a bassa impedenza e quindi inviato al cavo, totalmente immunizzato da campi disturbanti.

Per l'uscita BF il problema è notevolmente più semplice, poichè le impedenze di uscita sono sempre molto basse o in casi speciali a 600 ohm bilanciati, quindi facilmente applicabili ad un cavo multiplo, con il solo inconveniente di una perdita BF, dovuta alla resistenza del cavo; tale perdita non sarà trascurabile nei confronti di una impedenza di uscita ad esempio di 4 ohm.

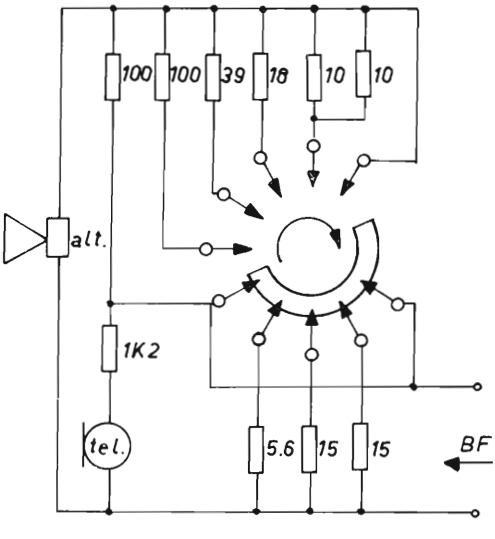


Figura 4.12

Attenuatore del volume BF a distanza.

19.5.5. Controllo di volume BF.

Il controllo di volume si può effettuare su qualunque punto della catena BF e nulla vieta di effettuarlo addirittura in uscita, sulla consolle di telecomando dove trovasi anche l'altoparlante.

Questo sistema ha i suoi vantaggi, poichè permette di rendere indipendente la regolazione del volume da una eventuale uscita telefonica, situata a monte di tale controllo.

Con il volume BF controllato a monte si renderà necessario un altro amplificatore BF per l'uscita telefonica, con relativo circuito di de-enfasi.

Gli svantaggi della regolazione di volume in uscita sono due:

1) Una risposta BF leggermente peggiore, soprattutto per quanto riguarda la distorsione, poichè i livelli BF sono sempre al massimo, cioè tali da dare la massima uscita.

2) L'attenuatore BF deve essere del tipo ad impedenza costante, come illustrato in fig. 4.12, e deve essere in grado di smaltire la potenza eccedente quella utilizzata.

Tra gli altri sistemi di regolazione del volume a distanza citeremo quello che trasforma una componente continua variabile in una resistenza variabile proporzionale alla tensione continua applicata.

Esistono dispositivi accoppiati, costituiti da una sorgente luminosa affacciata ad una fotoresistenza. Applicando alla lampadina una

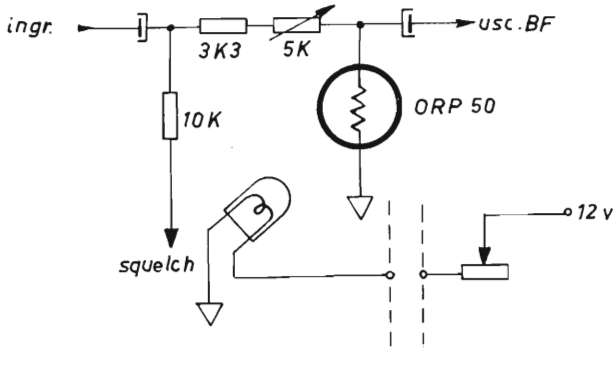


Figura 4.13. - Controllo a distanza del volume BF con fotoresistenza.

tensione regolabile a distanza, essa varierà la sua luminosità con una certa legge, mentre la fotoresistenza riprodurrà, sotto forma di una resistenza variabile, la variazione della luminosità della lampadina. Questa resistenza variabile sostituirà appunto il potenziometro di volume (fig. 4.13).

Lo stesso dispositivo può servire anche per il caso precedente di regolazione della soglia.

19.5.6. Commutazione dei canali.

La commutazione dei canali rappresenta senz'altro il problema più grave, trattandosi questa volta di commutare radiofrequenza.

Anche qui le soluzioni sono molteplici. Non si hanno invece difficoltà quando l'apparecchio da telecomandare è provvisto di un solo canale.

Da due canali in poi il telecomando può avvenire mediante relè di commutazione a bassa capacità. Il difetto principale dei relè è dato dall'ossidazione dei contatti, quando esso rimane fermo molto tempo, sicchè dopo un certo periodo di inattività, esso presenterà resistenze di contatto incompatibili con le esigenze di un oscillatore a cristallo. D'altro canto, il più delle volte il contatto si ripristina dopo qualche passaggio di commutazione.

Il sistema più elegante di commutazione dei canali a distanza è quello effettuato mediante diodi, i quali si comportano come veri e propri relè, se vengono fatti attraversare da una tensione continua che li manda in conduzione quando la tensione viene applicata nel modo diretto, oppure che li interdica quando la tensione viene applicata nel modo inverso. Opportune resistenze di disaccoppiamento permettono di applicare la tensione ai diodi senza caricare eccessivamente il circuito.

La fig. 4.14. A e B illustra un circuito serie ed uno parallelo in cui i quarzi relativi all'oscillatore vengono telecommutati mediante diodi.

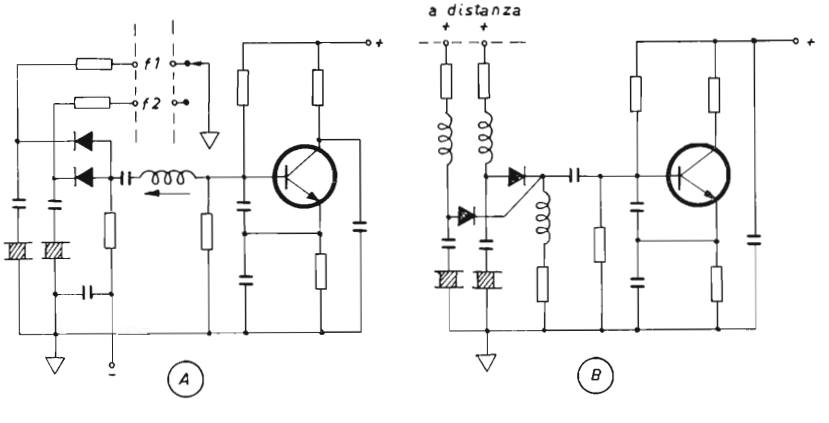


Figura 4.14. - Commutazione dei canali RF a distanza.
A: **Per circuiti serie.** *B*: **Per circuiti parallelo.**

I diodi dovranno essere del tipo a bassa capacità, perchè essi presentano per un complessivo di n canali, la somma delle singole capacità intrinseche.

Ancora più facile ma più dispendioso è il sistema di commutare tanti oscillatori quanti sono i canali da commutare agendo sulla componente continua che alimenta gli oscillatori (fig. 4.15).

Particolare cura va posta nel punto in cui gli oscillatori si miscelano, per impedire che l'autopolarizzazione creata dall'oscillatore attivo non turbi l'immunità degli altri oscillatori.

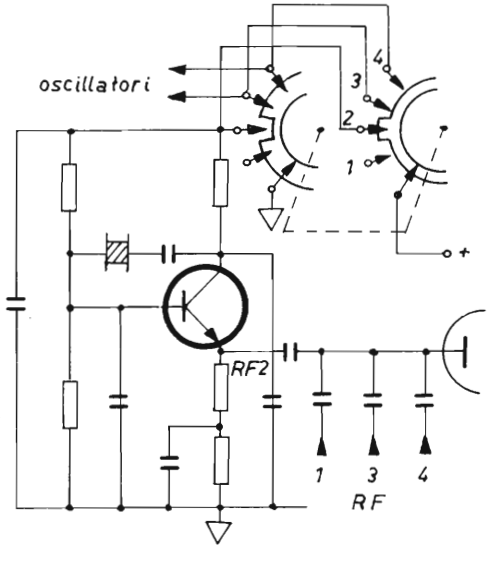


Figura 4.15

Commutazione dei canali a distanza commutando l'alimentazione di altrettanti oscillatori.

Infine citeremo un dispositivo elettromeccanico chiamato « ledex », il quale può ruotare, passo a passo, con angoli identici a quelli del commutatore di canale. Esso viene infilato sul perno del commutatore di canale, lasciando perciò inalterata la struttura di un radiotelefono convenzionale.

La commutazione si effettua agendo su un commutatore posto sulla consolle di telecomando, il quale si compone di un settore circolare con una sola posizione libera. Ruotando detto commutatore, il ledex partirà e passo a passo avanzerà fino a quando, trascinando un altro settore identico a quello situato sulla consolle, ma posto sul di-

spositivo elettromagnetico, non troverà la corrispondente posizione libera, così da aprire il circuito del ledex stesso.

Alla commutazione del canale provvederà poi il solito commutatore trascinato dal dispositivo prescritto.

19.6. Dispositivo contro l'inversione di polarità.

L'inversione accidentale della polarità può danneggiare tutta la catena di transistori che si trovano in circuito, o per lo meno i più delicati.

Le protezioni con solo fusibile o dispositivo termico di apertura non sono sufficienti a garantire l'immunità dei transistori, a causa del tempo troppo lungo che intercorre tra causa ed effetto. Si ricorre perciò ad altri dispositivi atti a garantire la protezione contro il sovraccarico da inversione di polarità e questi dispositivi sono ancora i diodi.

Il caso più frequente è quello del diodo montato con polarità inversa, in parallelo alla tensione di batteria, subito dopo il fusibile (fig. 4.16 A).

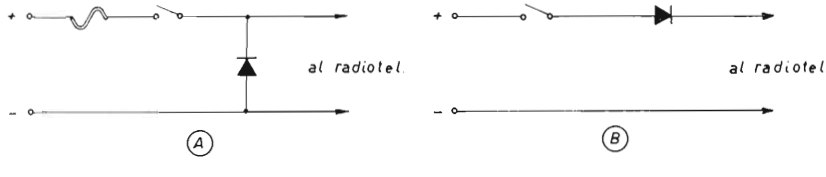


Figura 4.16. - Dispositivo contro la inversione di polarità.
***A*: Tipo serie. *B*: Tipo parallelo.**

Applicando la tensione nel giusto modo il diodo presenterà una *R* inversa molto alta, per cui è come se non ci fosse. Al contrario invertendo la polarità si avrà un forte passaggio di corrente attraverso il fusibile, accelerando la fusione. Talvolta va in cortocircuito il diodo stesso, però è sempre preferibile sostituire un diodo che una serie di transistori.

È possibile impiegare il diodo in serie, fig. 4.16 B, in modo che la tensione diretta lo fa condurre, mentre quella inversa crea la non conduzione del diodo per cui non ci sarebbe neanche bisogno del fusibile. Questa seconda versione ha lo svantaggio di richiedere un diodo molto potente, tale da sopportare tutta la corrente erogata dalla batteria durante la trasmissione, inoltre il diodo provoca sempre una certa caduta dovuta alla sua resistenza diretta.

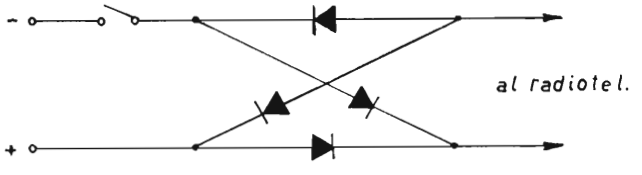


Figura 4.17. - Dispositivo a polarità indifferente.

Un dispositivo contro l'inversione di polarità, adatto ad essere impiegato su apparecchi maneggiati da personale poco esperto, è quello illustrato in fig. 4.17, dove una serie di quattro diodi disposti a ponte, consente l'inserimento indifferente del più o del meno della batteria sull'apparato, al quale arriverà comunque la tensione con la giusta polarità.

19.7. Indicatore di campo.

Per quanto non si tratti di un accessorio molto importante, talvolta si rende necessario controllare il segnale in arrivo, specie durante la fase di installazione di una rete di collegamento. A tale scopo illustriamo un circuito di provata efficienza che, pur non avendo la pretesa di essere uno strumento campione, offre tuttavia la possibilità di effettuare misure molto attendibili (fig. 4.18).

Il circuito sfrutta l'amplificazione differenziale, ottenuta tra due transistori di identiche caratteristiche. Uno dei due transistori T_{r1} rappresenta lo stadio limitatore, presente in ogni ricevitore FM, mentre il secondo transistore T_{r2} ha la base aggiustabile di modo che i due emet-

titori si trovino allo stesso potenziale in assenza di segnale. T_{r3} rappresenta lo stadio successivo a frequenza intermedia e potrebbe essere benissimo quello del discriminatore.

I due emettitori di T_{r1} e T_{r2} rappresentano la diagonale di un ponte di Wheastone, per cui se inseriamo fra essi un microamperometro, esso non darà alcuna indicazione fintanto che un segnale sopraggiunto in antenna non faccia saturare T_{r1} con conseguente variazione della corrente di emettitore. Questa variazione creerà lo sbilanciamento del ponte che il microamperometro, preventivamente tarato in μV, indicherà.

Il montaggio differenziale ha il grande vantaggio, sui sistemi sbilanciati, di non sentire il « drift » del transistore, poichè lo sposta-

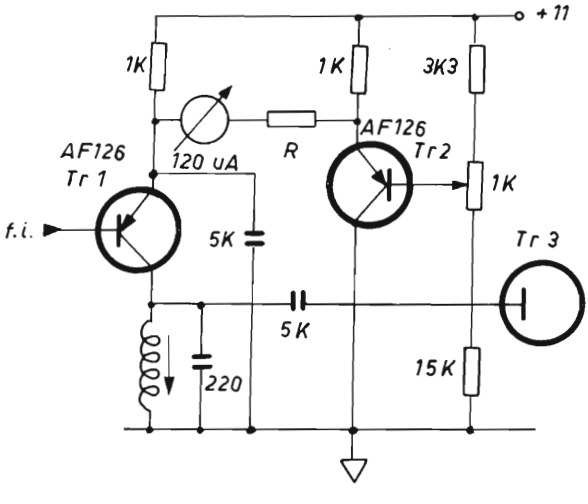


Figura 4.18. - Indicatore di campo.

mento dei parametri di T_{r1} sarà sentito anche da T_{r2} che seguendo la stessa legge annullerà l'errore.

Considerata la legge di variazione non lineare della corrente di T_{r1}, in funzione della tensione applicata alla base, si renderà necessario l'uso di due portate per lo strumento, in modo da leggere agevolmente 1 μV su 1/10 del quadrante sulla prima portata, mentre una seconda portata desensibilizza a 1/10 lo strumento.

Con l'introduzione di un diodo che riveli la portante è possibile impiegare il circuito anche in AM, purchè lo si provveda di una costante di tempo sufficientemente alta all'uscita del diodo, in modo che lo strumento non senta le variazioni della BF.

Un metodo più economico per misurare il campo ricevuto è quello di pilotare l'amplificatore differenziale con la tensione del CAS, sempre che detta tensione sia proporzionale e non ritardata.

19.8. Protezione dal sovraccarico di ingresso RF.

Specie con i mezzi mobili ci si può trovare nelle più disparate condizioni di funzionamento, particolarmente per quanto riguarda l'ubicazione del mezzo. Infatti, se fino ad ora ci siamo preoccupati di affinare i circuiti o perfezionare le antenne per poter ricevere segnali via via più deboli, esiste anche la possibilità contraria e cioè che il mezzo si trovi nelle immediate vicinanze dell'antenna di un altro mezzo, oppure di quella del posto fisso.

Mano a mano che un segnale d'ingresso di un ricevitore sale, si avrà dapprima distorsione, fino ad arrivare al blocco completo del ricevitore per saturazione dei primi stadi.

Diversi sistemi sono stati adottati al fine di ridurre la saturazione degli stadi di ingresso e tra questi citeremo i più comuni:

1) Controllo automatico di sensibilità, il quale funziona in FM, proprio come quello dei sistemi AM. Unica variante è quella che il segnale rivelato, utilizzato per il controllo CAS, deve essere prelevato a monte del limitatore e quindi amplificato se necessario, in modo che esso possa conservare tutta la sua dinamica in funzione del segnale di ingresso.

2) Recentemente è stato posto sul mercato uno speciale diodo chiamato « PIN », il quale assolve allo stesso compito del CAS, a causa dell'aumento della sua resistenza all'aumentare del segnale portante. Purtroppo il suo costo è piuttosto elevato per cui trova impiego solo sulla strumentazione o su apparecchi altamente professionali.

3) Il sistema più semplice, anche se poco ortodosso, è quello di applicare all'ingresso del ricevitore, nel punto in cui l'impedenza è più alta, un diodo di buone caratteristiche, il quale non influenzi con la sua capacità il circuito di ingresso, mentre al di sotto della

soglia presenti un'alta resistenza, tale da non caricare in alcun modo il circuito stesso.

Il punto del circuito di ingresso ad alta impedenza è quello che offre una sovratensione istantanea più alta, tale da superare il livello di soglia del diodo in questione.

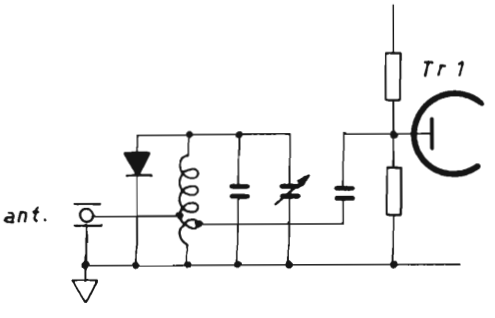


Figura 4.19

Protezione del sovraccarico RF di un ricevitore.

Se consideriamo il circuito di ingresso di fig. 4.19 e la soglia del diodo uguale a 600 mV, avremo una limitazione sulla base del transistore di ingresso a circa 10 mV se la sua ammettenza è di 33 mho e la dinamica del circuito caricato uguale a 1.800 ohm, mentre sulla antenna, considerata con un'impedenza di 50 ohm, la limitazione comincerà a circa 16 mV di segnale di ingresso.

CAPITOLO QUINTO

20. Antenne

Le linee di trasmissione sono state descritte su molti testi, per cui entreremo subito a trattare di antenne, rimandando per le linee a testi qualificati a trattare l'argomento.

La natura di un collegamento tra mezzi mobili o tra questi e posti fissi, ci induce a pensare che la polarizzazione delle antenne per questi apparati non può essere che verticale, data la omnidirezionalità richiesta.

Purtroppo nei mezzi mobili e tanto peggio nei portatili, il sistema radiante è piuttosto inefficiente, sia per lo scarso contrappeso che per la presenza di corpi estranei che ne modificano la resistenza di radiazione.

L'antenna più adottata nei mezzi mobili è quella di tipo Marconi in $\lambda/4$, riferita nel migliore dei casi al tetto di una vettura. Se il dipolo è posto al centro del piano si ottengono buoni adattamenti con bassi livelli di onde stazionarie. Le cose vanno un po' peggio, ma non poi tanto, quando si monta il dipolo da un lato, specie se la frequenza trasmessa è abbastanza alta.

Il montaggio di un dipolo sulle motociclette offre ancora meno possibilità che su una vettura. Il contrappeso è minore, l'altezza efficace pure e infine l'elemento uomo influenza l'antenna stessa, ottenendo pertanto rendimenti molto bassi.

Quando la frequenza lo permette, si impiegano dipoli in $\lambda/5/8$, migliorando così il guadagno del dipolo stesso, ferme restando tutte le altre condizioni.

Antenne di altro tipo a ingombro minimo si comportano più o meno allo stesso modo. Prove eseguite su una moto hanno dimostrato che un'antenna in mezz'onda sente molto meno l'influenza dell'individuo che le sta vicino. I motivi sono abbastanza evidenti, poichè il quarto d'onda superiore che funge da radiatore si viene a trovare al

di sopra della testa dell'operatore, ed anche perchè l'altro quarto d'onda che funge da contrappeso ha una dimensione ben definita e quindi risente poco della posizione degli ostacoli vicini.

Un'antenna così concepita presenta alcuni inconvenienti soprattutto derivanti dalle dimensioni maggiori rispetto al dipolo in $\lambda/4$. Il punto di alimentazione dovrà essere isolato da massa. Il contrappeso sarà una campana montata su un sostegno che potrà partire da un mozzo della moto anzichè da sopra il radiotelefono come solitamente accade.

Si può ovviare in parte al primo inconveniente rendendo telescopico il quarto d'onda superiore in modo da ridurre le dimensioni quando non è necessario servirsi del radiotelefono.

Le maggiori dimensioni di una simile antenna rappresentano il prezzo che bisogna pagare per ottenere migliori risultati. I portatili infine sono soggetti a tutte le limitazioni che si possano immaginare:

altezza efficace, contrappeso, presenza della persona, ecc., pertanto su questo tipo di apparati diventa estremamente difficile fare previsioni sulla portata utile, la quale può variare con rapporto di 1 : 10 e anche più. Comunque l'impiego saggio di questi apparati può dare anche risultati insperati.

Nel caso di un impianto fisso sono ancora molto adatte le antenne in $\lambda/2$ a polarizzazione verticale, le ground plane, costituite da un elemento radiante in $\lambda/4$ e un piano a 90° costituito da almeno quattro fili anch'essi lunghi 1/4 λ e collegati al lato freddo del cavo di alimentazione.

Questo tipo di antenna gode il favore alle grandi distanze, perchè offre angoli di radiazione nel piano zenitale dell'ordine dei 30°. Di contro la resistenza di radiazione alla base si aggira sui 36 ohm, per cui è necessario impiegare un trasformatore di impedenza.

Un sistema per ottenere 50 ohm al punto di alimentazione è quello di piegare gli elementi costituenti il piano riportato, in modo da produrre un angolo di 135° rispetto al dipolo radiante.

Le varie antenne descritte non hanno alcun guadagno rispetto al dipolo nel piano azimutale e a questa classe appartengono pure la jota, la discone, ecc., che rappresentano variazioni sul tema dei dipoli in $\lambda/2$ e $\lambda/4$.

Vale la pena che il posto fisso, destinato a fungere da capo maglia con mezzi mobili, sia il più efficiente possibile.

È il caso appunto di guardare all'antenna cercando di sceglierne

un tipo che guadagni qualche dB rispetto al dipolo isotropico, dato che anche per i posti fissi la potenza RF permessa è sempre dell'ordine di 10 watt, mentre la sensibilità dei ricevitori non può andare tanto al di sotto di 0,5 μV di f.e.m.

Il posto fisso ha il vantaggio di poter impiegare antenne la cui altezza dal suolo rappresenti parecchie lunghezze d'onda, specie alle UHF. Infatti il campo aumenta secondo la formula:

$$F = \frac{H \cdot h \cdot 88\sqrt{W \cdot G}}{\lambda \cdot D^2} \text{ in microvolt}$$

dove: H, h altezza efficace delle antenne in trasmissione e in ricezione in metri;

λ in metri;

W in watt;

G guadagno in n° di volte in potenza;

D in km.

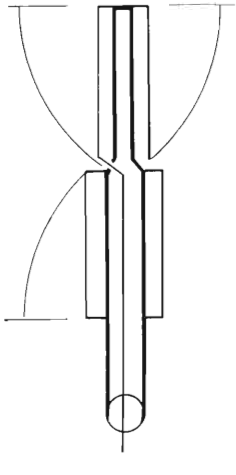


Figura 5.1

Antenna in $\lambda/2$ con radiatore a massa.

Dalla formula si può dedurre che è meglio raddoppiare l'altezza dell'antenna anzichè la potenza del trasmettitore, dato che questa ultima accresce il campo secondo la radice quadrata, mentre l'altezza è in ragione diretta.

Il miglioramento che se ne ottiene elevando un'antenna è bilaterale, dato che il corrispondente riceverà segnali più forti mentre il suo segnale verrà ricevuto con intensità di campo migliore.

Negli impianti fissi, oppure sui natanti, comunque in tutti quei casi dove l'antenna è a portata di mano, in montagna dove si verificano fenomeni di natura atmosferica, ecc., si preferisce montare antenne con il radiatore a massa. Queste antenne sono dei dipoli coassiali in $\lambda/2$ con l'elemento radiante ripiegato (fig. 5.1).

L'alimentazione avviene come al solito al centro e in questo punto avremo il nodo di tensione. Trattandosi di dipolo ripiegato, sulla parte interna avremo ancora un nodo di tensione poichè il percorso compiuto è mezz'onda e perciò la fase è giusta per eccitare il contrappeso. Come si vede tutto il sistema è a massa e corrisponde elettricamente ad un'antenna in 3/4 di lunghezza d'onda. Il palo di sostegno può fungere da cavo coassiale, ma generalmente lo contiene soltanto. Le sezioni del palo e dei tubi costituenti l'antenna dovranno venir scelte in modo che al punto di alimentazione il cavo veda 50 ohm.

20.1. Antenne collineari verticali.

Sempre negli impianti fissi è buona cosa aumentare il guadagno dell'antenna, dato che è vietato aumentare la potenza RF oltre 10 watt. D'altro canto è più economico guadagnare 3 dB su una antenna anzichè raddoppiare la potenza di un trasmettitore. Infatti l'antenna è un dispositivo statico che non dissipa calore, che non ha tensioni proibitive, che può funzionare ininterrottamente senza surriscaldarsi o esaurirsi ecc.

Per tutte queste ragioni e non ultima quella economica è consigliabile impiegare antenne a forte guadagno.

Naturalmente nella maggioranza dei casi, trattandosi di posto fisso che deve collegarsi con mezzi mobili, è più vantaggioso servirsi della polarizzazione verticale, più adatta ad un'irradiazione omnidirezionale.

A tal proposito diremo che la varietà di antenne a polarizzazione verticale, che guadagnino e che non siano direzionali è piuttosto limitata.

Il tipo più semplice di antenna verticale che guadagna è l'allineamento di dipoli o collineare, che è costituito da un dipolo attivo più un certo numero di dipoli alimentati in fase (fig. 5.2 A).

Il funzionamento è così spiegato. Se un filo è lungo un numero dispari di mezze lunghezze d'onda, avviene che tutti i dipoli dispari rappresentano altrettante correnti in fase e quindi in grado di aumentare l'efficienza dell'antenna stessa (fig. 5.2 B tratto pieno), se non che tutti i dipoli pari annullano l'effetto di quelli dispari per cui, alla fine, la parte attiva del filo preso in esame è rappresentata da un solo dipolo come se il filo fosse lungo solo mezza lunghezza d'onda.

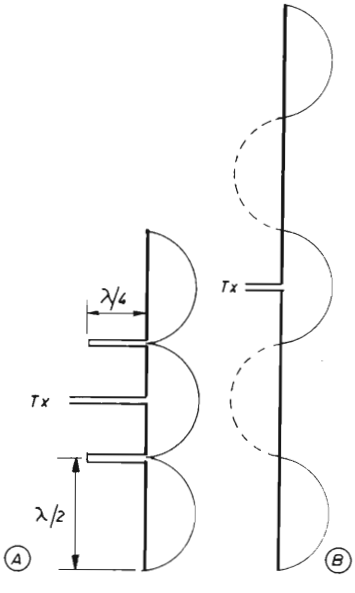


Figura 5.2. - Allineamento di dipoli. *A*: Allineamento in fase. *B*: Sviluppo dell'antenna.

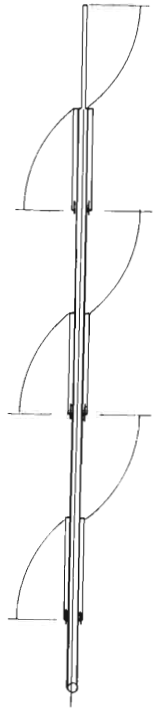


Figura 5.3. Allineamento coassiale di dipoli.

Si ricorre all'artificio di ripiegare il filo di figura 5.2 B, in modo che tutti i dipoli pari formino tanti trasformatori in quarto d'onda che, oltre a smaltire o meglio neutralizzare le correnti sul suo piano, crea il giusto rovesciamento di fase così che i dipoli dispari irradino in fase con il primo elemento eccitato.

Questo sistema ha lo svantaggio di necessitare di una particolare struttura per reggere i dipoli, nonchè i tronchi a quarto d'onda.

Inoltre la presenza asimmetrica dei tronchi a quarto d'onda ne modifica il diagramma di radiazione sul piano azimutale, per cui è stata ideata un'antenna come quella descritta quì di seguito.

Si tratta di un'antenna coassiale, dove l'alimentazione avviene in un punto a bassa impedenza (fig. 5.3) e tutti gli elementi attivi e passivi sono costituiti da tronchi a quarti d'onda superiori e inferiori. Quelli superiori, a parte il primo che è il radiatore, sono rappresentati dallo stesso palo di sostegno, mentre quelli inferiori sono rappresentati da campane anch'esse in cortocircuito con il palo di sostegno, ma di cui la parte rovesciata funziona appunto da tronco a quarto d'onda che rovescia la fase, per cui l'elemento successivo in $\lambda/2$ si trova eccitato in fase e a sua volta eccita il tronco successivo.

I tappi isolanti posti all'imboccatura delle campane avranno lo scopo di tenerle centrate meccanicamente; inoltre facendoli entrare e uscire è possibile modificare la risonanza delle campane.

Come si vede, anche questa antenna funziona come il precedente tipo a filo già descritto; tranne che i tronchi a quarto d'onda di trasformazione sono nascosti e perfettamente simmetrici.

Un'antenna del tipo descritto può guadagnare 4 dB ed ha un diagramma di radiazione perfettamente omnidirizionale sul piano azimutale, mentre risulta schiacciato su quello zenitale.

È ovvio che l'antenna descritta può avere il radiatore a massa, per cui lo stesso radiatore sarà trasformato in quello di fig. 5.1.

20.2. Antenne a polarizzazione orizzontale.

Finora sono stati considerati quei casi dove il servizio radiotelefonico veniva svolto tra un posto fisso e altri mobili, dislocati in punti diversi l'uno dall'altro o comunque in movimento. Per tale ragione si sono considerate solo le antenne a polarizzazione verticale.

Esistono però dei casi — e questi sono parecchi — dove i radiotelefoni debbono collegare tra loro due punti ben determinati, sia come terminali telefonici che come ripetitori. In tutti e due questi casi è comodo impiegare antenne a polarizzazione orizzontale, sia per la grande varietà di antenne che si possono costruire, sia perchè, nel caso di ripetitori, la polarizzazione mista aumenta la separazione tra il segnale in arrivo e quello in partenza.

È ovvio che quando non è richiesta la omnidirezionalità, qualunque tipo di antenna, sia orizzontale che verticale, può andar bene ma se un ripetitore deve ricevere posti mobili e cioè in polarizzazione verticale, il rinvio del segnale all'altro terminale può avvenire sul piano orizzontale, conseguendo quei vantaggi già esposti precedentemente.

Citeremo quì di seguito alcune antenne direttive che maggiormente vengono impiegate nei servizi radiotelefonici, per non aumentare inutilmente la mole sull'argomento, rimandando il lettore per i casi particolari alla bibliografia più specializzata.

La Yagi è una tra le antenne più conosciute per la sua semplicità e l'alto rendimento che se ne può ottenere.

Questo tipo di antenna è costituito da un elemento radiante più un numero variabile di elementi parassiti che si comportano come un riflettore (quello che sta dietro), mentre quelli che stanno davanti si comportano come lenti, facendo naturalmente un paragone ottico. (fig. 5.4).

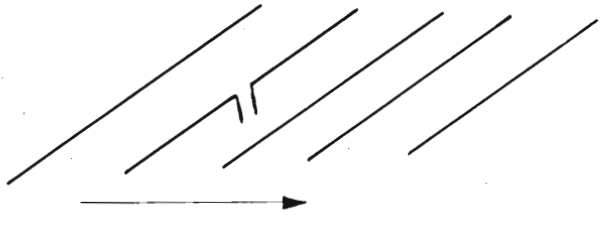


Figura 5.4

Antenna tipo Yagi.

L'eccitazione degli elementi è passiva, a differenza delle antenne collineari che hanno tutti gli elementi alimentati e siccome giacciono su un piano a bassa impedenza, gli elementi stessi possono venir messi a massa.

Il funzionamento è il seguente:

Sia il radiatore in grado di irradiare una certa potenza. Il primo elemento parassita riceverà il segnale irradiato, diventando esso stesso un radiatore, capace di reirradiare la potenza ricevuta, però a causa dell'accoppiamento con il radiatore, esso sarà in grado di irradiare solo metà della potenza ricevuta e così pure ogni elemento successivo, da cui si deduce che dopo un numero limitato di elementi, l'apporto energetico di un ulteriore elemento non è più tale da giustificarne il costo.

Si raggiungono così allineamenti che vanno da due a cinque e più elementi, i quali contribuiscono a stringere l'angolo irradiato migliorando così il rapporto avanti-indietro. La fig. 5.5 illustra un'antenna a quattro elementi con relativo diagramma polare d'irradiazione, nonchè il rapporto di onde stazionarie sulla banda cui può funzionare. Come si vede l'adattamento rimane buono nell'intera banda dei 152 ÷ 174 MHz, mentre il guadagno è superiore ai 6 dB.

Senza soffermarci sulla teoria delle antenne, diremo che la resistenza di radiazione del dipolo attivo diminuisce con l'aumentare degli elementi e con il diminuire della spaziatura tra di essi, per cui sarà

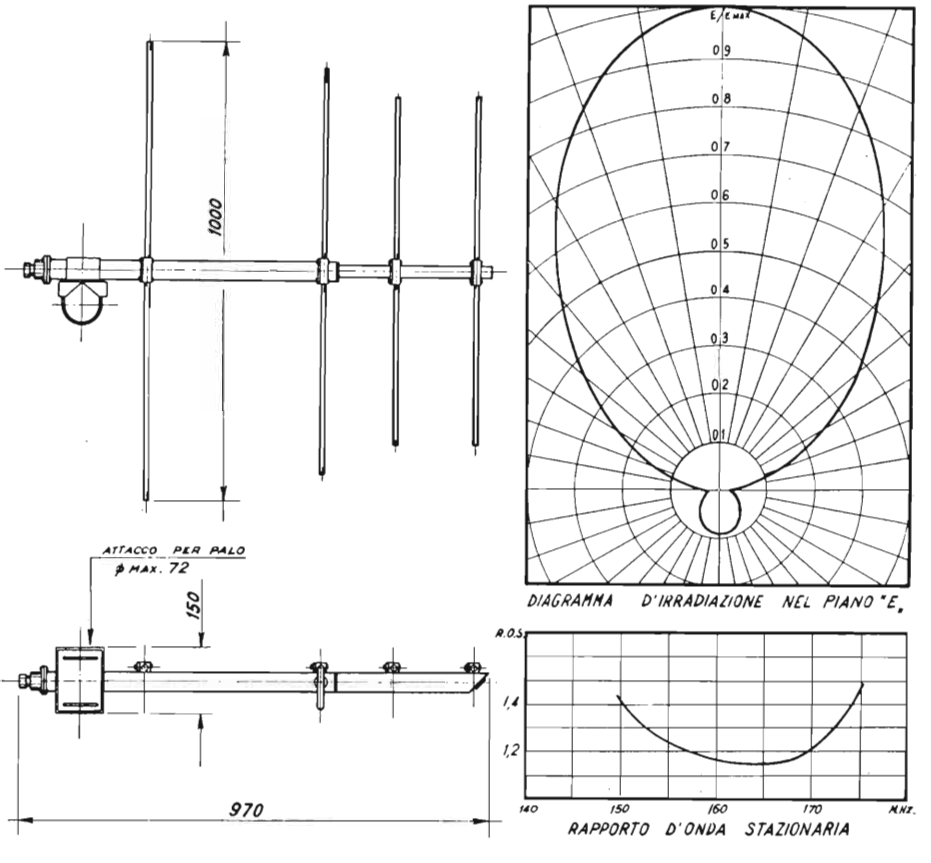


Figura 5.5. - Diagramma polare, rapporto di onde stazionarie e costruzione meccanica di un'antenna Yagi.

necessario fare in modo che l'elemento radiante possa venire adattato all'impedenza del cavo coassiale che solitamente è di 50 ohm.

Il dipolo ripiegato è uno di questi dispositivi di adattamento, che ha un fattore di moltiplicazione della resistenza di radiazione uguale a quattro. L'introduzione di un terzo braccio che cortocircuita gli estremi del dipolo ripiegato moltiplica per nove la resistenza di radiazione (fig. 5.6). Infatti è come se il radiatore ripiegato avesse l'elemento superiore più grosso, rappresentato virtualmente dai due tratti in cortocircuito tra loro.

Resistenze di radiazione diverse si possono ottenere variando le sezioni e le distanze del dipolo ripiegato stesso. Con questo metodo si possono ottenere anche rapporti di moltiplicazione uguali a trenta volte.

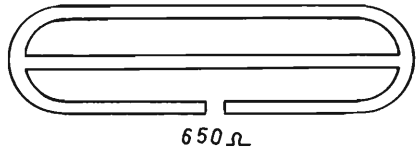


Figura 5.6

Dipolo ripiegato la cui resistenza di radiazione è nove volte quella del dipolo semplice.

Le antenne Yagi possono anche venir poste in parallelo in modo da ottenere complessi alimentati in fase tra loro così da aumentare ancora il guadagno; inoltre quando si montano sovrapposte si ottiene una sensibile diminuzione dei disturbi di natura urbana, purchè distino tra loro di mezza lunghezza d'onda. Infatti, mentre il segnale incidente arriva parallelamente alle due antenne e quindi si somma in fase, i disturbi provenienti da sotto l'antenna raggiungono quella più bassa con una certa relazione di fase, mentre quella superiore sarà percorsa dalle stesse correnti ma invertite di 180° a causa della distanza di mezz'onda dalla prima, così i due segnali si annulleranno sulla linea di trasmissione.

20.3. Cortine di dipoli.

Antenne a forte guadagno ma un po' ingombranti sono le cortine di dipoli. Esse sono costituite da gruppi di dipoli alimentati in fase su di un punto ad alta impedenza. A questi elementi vengono accop-

piati altrettanti elementi parassiti in modo da formare tante antenne Yagi a due elementi (fig. 5.7). Al posto degli elementi parassiti si può impiegare uno schermo di rete, funzionante da riflettore, ottenendo così forti rapporti avanti-indietro.

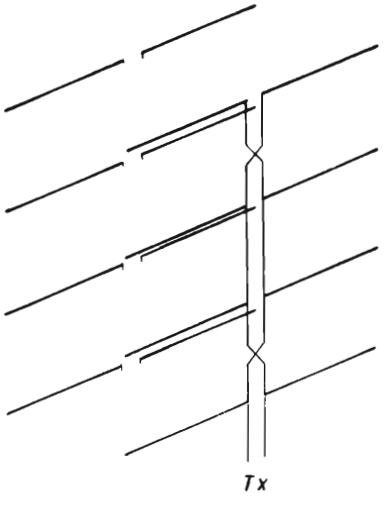


Figura 5.7

Cortina di dipoli a 16 elementi.

20.4. Corner reflector.

Un tipo di antenna molto impiegata negli impianti fissi, sia in polarizzazione orizzontale che verticale è l'antenna con riflettore a diedro o « corner reflector ».

Questo tipo di antenna è costituito da uno o più elementi parassiti montati come nelle Yagi, mentre il riflettore è costituito da una serie di elementi posti sul retro dell'antenna stessa e formanti un riflettore a diedro (fig. 5.8). Con spaziatura di mezza lunghezza d'onda tra il dipolo e il vertice dell'angolo del riflettore si ha, per 90° di apertura dell'angolo, una resistenza di radiazione circa doppia di quella ottenuta da un dipolo in aria libera. L'impedenza diminuisce avvicinando il dipolo al vertice del riflettore o stringendo l'angolo di esso,

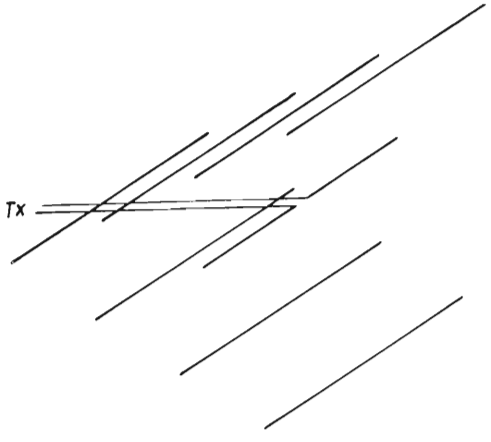


Figura 5.8

Disposizione schematica di una « Corner reflector ».

come dimostra il grafico di fig. 5.9. Il guadagno di una tale antenna con un angolo di 90° e 0,5 λ di spaziatura tra radiatore e vertice del riflettore, nonchè i due lati dell'angolo lunghi una lunghezza d'onda, è approssimativamente di 10 dB. I principali vantaggi di questa an-

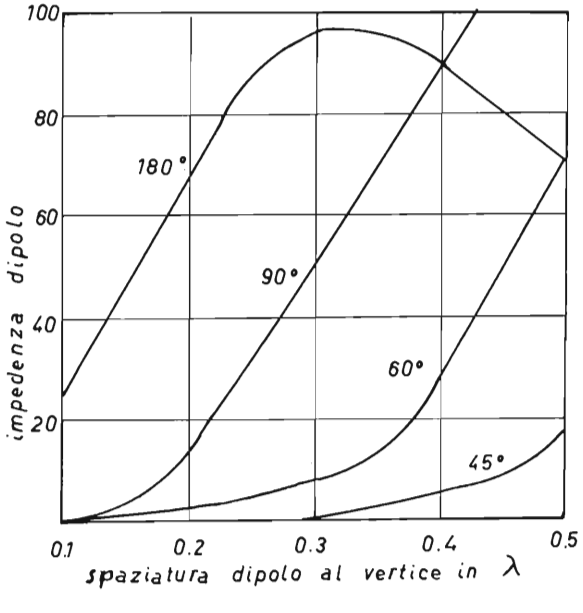


Figura 5.9 - Grafico per la determinazione della impedenza dell'elemento radiante di un'antenna a piani riflettenti, in funzione dell'angolo di apertura dei piani e della spaziatura del dipolo dal vertice degli stessi piani.

tenna sono la larga banda passante e il rapporto avanti indietro che è tra i più alti che si possano raggiungere. L'angolo di radiazione dipende dall'apertura dell'angolo del riflettore. Esso è molto stretto in polarizzazione verticale e richiede pertanto un'accurata centratura per ottenere i migliori risultati.

20.5. Adattamento delle antenne.

Purtroppo il dipolo ripiegato è da considerarsi ad uscita simmetrica e quindi non si presta ad essere accoppiato ad un cavo coassiale, che è sbilanciato. Una soluzione antieconomica è quella di impiegare due cavi coassiali, uno su ogni braccio del dipolo, però l'impedenza che ne risulta non è di 50 ohm.

Dispositivi cosiddetti a trasformazione asimmetrica sono il balun, il bazooka e il gamma match (fig. 5.10), per citare i più comuni.

Il balun è costituito da uno spezzone di cavo coassiale lungo $\lambda/2$, con la calza posta a massa e tra massa e uno dei due estremi dello spezzone va collegato il cavo di alimentazione. La simmetria e il rove-

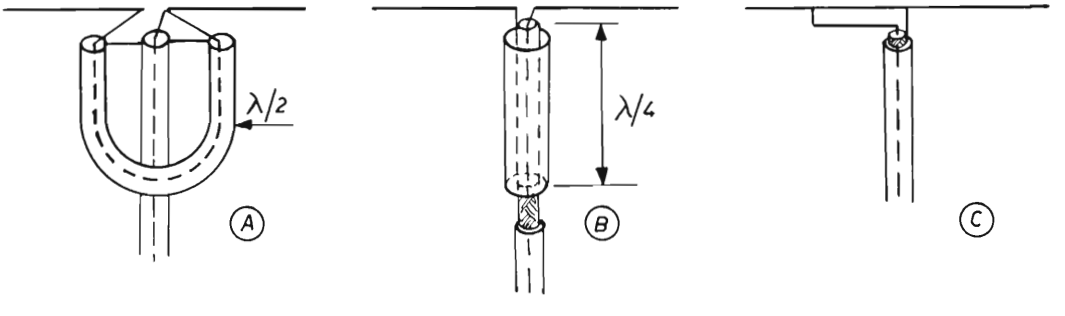


Figura 5.10. - Adattamento delle antenne. *A*: **Con balun.** *B*: **Con bazooka.** *C*: **Con gamma match.**

sciamento della fase avviene nello spezzone di cavo che assolve anche al compito di modificare l'impedenza ai suoi capi. Infatti esso fa vedere al radiatore una impedenza che è quattro volte quella del cavo coassiale che costituisce sia lo spezzone che la linea di alimentazione.

Il bazooka è rappresentato ancora da uno spezzone dello stesso cavo della linea di alimentazione, però la sua lunghezza è di un quarto

d'onda ed è cortocircuitato alla parte opposta del radiatore con un tubo pure esso in $\lambda/4$, che ha lo scopo di rovesciare la fase alla sua sommità. Nella parte connessa con lo schermo può scorrere una corrente opposta a quella che scorre nell'interno del cavo coassiale, così che il campo può salire senza venir cancellato dal campo del conduttore interno, poichè il campo interno alla linea stessa non può sfuggire attraverso lo schermo. Quindi la corrente che scorre nel lato esterno della linea agisce sul cavo per irradiazione.

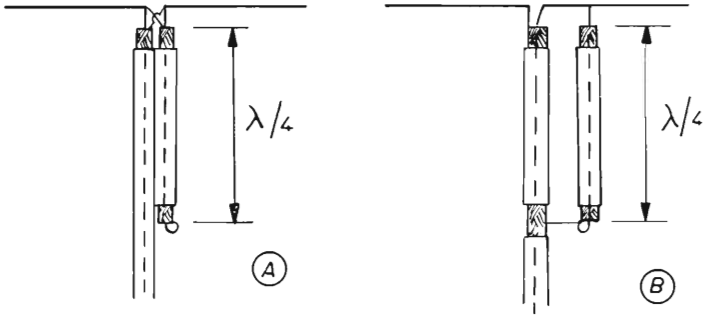


Figura 5.11. - Altre versioni di bazooka.

Altri due tipi di bazooka sono rappresentati in fig. 5.11 A-B. Si tratta di varianti rispetto a quello di fig. 5.10 B, tranne il fatto che il bilanciamento avviene per via diretta nel $\lambda/4$ aggiunto e quindi il loro funzionamento è più intuitivo.

Il gamma match è un sistema di adattamento semplice che prevede di cercare lungo il radiatore il punto di impedenza più appropriato caricando asimmetricamente l'antenna. Questo sistema, anche se offre il vantaggio della semplicità, ha il difetto di presentare un certo ammontare di onde stazionarie sul cavo, a causa del fatto che il tratto di linea che collega il cavo con l'antenna forma con essa una corta linea di trasmissione.

Questa sezione di linea può essere considerata come terminata nell'impedenza esistente al punto di connessione con l'antenna. In questo modo la porzione di antenna comune alla linea di trasmissione è percorsa dalla corrente della linea più quella dell'antenna stessa.

Se l'antenna è risonante alla frequenza di lavoro, la sua resistenza può considerarsi puramente resistiva e in questo caso la linea è terminata in un carico resistivo e quindi priva di onde stazionarie. Tuttavia quando la linea viene accorciata oltre un quarto d'onda l'impedenza vista dalla linea di alimentazione, guardando verso la sezione di accoppiamento, sarà più reattiva che resistiva. Questo fatto impedisce un perfetto adattamento, che richiede carichi resistivi. La componente reattiva dell'impedenza di ingresso dell'antenna deve essere ricuperata disintonizzando l'antenna stessa.

Un metodo appunto per fare questo adattamento è quello di disintonizzare l'antenna cambiando la sua lunghezza, tanto da ottenere una reattanza opposta da riflettersi al terminale di ingresso della sezione del « gamma » in modo da cancellare la reattanza introdotta e presentare così una resistenza pura.

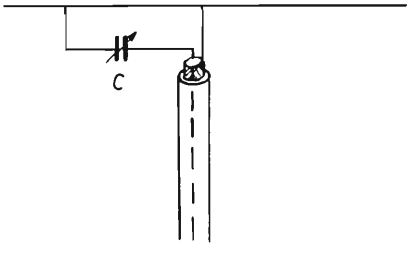


Figura 5.12

Adattamento di impedenza con gamma match. La procedura di aggiustamento della capacità *C* è discussa nel testo.

Un secondo metodo è quello di inserire una capacità variabile in serie con la sezione di accoppiamento, nel punto dove essa è connessa alla linea di trasmissione (fig. 5.12). (La capacità dovrà essere protetta dagli agenti atmosferici).

In questo caso la lunghezza dell'antenna dovrà essere quella di risonanza alla frequenza di lavoro. Un primo tentativo di aggiustamento sarà fatto cercando una presa sull'antenna, aggiustando ogni volta la capacità fino ad ottenere un minimo di onde stazionarie, sulla linea di trasmissione.

La capacità può essere fatta anche con un pezzo di linea telescopica che funga da linea di adattamento e da capacità contemporaneamente.

20.6 Antenne per apparati mobili in onde corte.

Quando si rende necessario lavorare su mezzo mobile nelle bande di frequenza da 2 a 30 MHz viene impiegato universalmente come tipo di antenna il tipo in $\lambda/4$.

Siccome l'antenna in $\lambda/4$ presenta, alle frequenze più basse, difficoltà costruttive di ordine meccanico, si rende necessario limitarne le dimensioni per cui essa risuoni in $\lambda/4$ solo a 30 MHz. La massa del veicolo servirà poi come connessione di terra.

La lunghezza di una simile antenna si aggira sui due metri e mezzo.

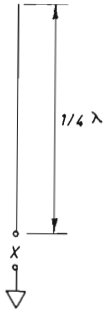


Figura 5.13

Antenna in $\lambda/4$. Al punto X l'impedenza apparirà come una resistenza pura.

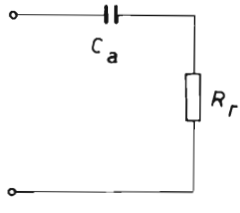


Figura 5.14

Circuito equivalente dell'antenna di fig. 5.13.

Con questa soluzione di accorciare l'elemento radiante si avrà un'antenna reale soltanto a 30 MHz, mentre per tutte le altre frequenze più basse essa sarà un elemento reattivo. Perciò per questa applicazione si ricorrerà al termine di « stilo » o « frusta », anzichè parlare di antenna.

Con lo stilo aggiustato a 30 MHz, l'impedenza al punto di alimentazione « X » (fig. 5.13) apparirà come una resistenza pura. Questa resistenza sarà composta quasi interamente dalla resistenza di radiazione, perciò l'efficienza dell'antenna sarà piuttosto alta. Tuttavia per frequenze più basse di quella di risonanza, l'antenna farà vedere al punto « X » un incremento di reattanza capacitiva e un piccolo decremento della resistenza di radiazione.

Il circuito equivalente è illustrato in fig. 5.14.

Per una lunghezza della frusta di 2,56 metri, la reattanza capacitiva C_s diventerà circa 150 ohm a 21 MHz e superiore a 8.000 ohm a 2 MHz, mentre la resistenza di radiazione R_r varia da circa 15 ohm a 21 MHz a 0,1 ohm a 2 MHz. Siccome la resistenza è bassa, molta corrente dovrà fluire nel circuito così che parecchia potenza andrà dissipata sulla resistenza. Ancora, l'alta reattanza C_a farà fluire poca corrente nel rimanente circuito per cui il rendimento dell'antenna sarà basso.

20.6.1. Eliminazione della reattanza.

La reattanza capacitiva può essere cancellata con l'introduzione di altrettanta reattanza induttiva L_c in serie al circuito di antenna, come illustrato in fig. 5.15.

Figura 5.15

L'introduzione di un'induttanza in serie a un'antenna corta elimina la reattanza X_c.

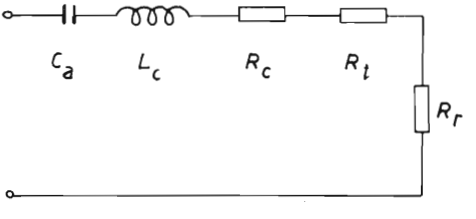


Figura 5.16

Circuito equivalente di un'antenna caricata da L_c e relative perdite dovute agli elementi che entrano in gioco.

Sfortunatamente tutte le bobine hanno una resistenza R_c propria, la quale andrà a sommarsi alle altre già presenti (fig. 5.16). Inoltre una grande bobina può irradiare molta energia, così aggiungendo R_c alla resistenza di radiazione, quest'ultima resistenza sarà trascurabile in confronto alla resistenza introdotta dalla bobina. Perciò dovendo aggiungere l'induttore, occorre fare in modo di introdurlo più vicino possibile alla base dell'antenna, vicino al punto di alimentazione.

20.6.2. Perdite dovute al suolo.

Quando l'altezza di un'antenna è inferiore a una lunghezza d'onda, l'intensità di campo ricevuta è ordinariamente maggiore con polarizzazione verticale che con polarizzazione orizzontale ed è inoltre maggiore sopra il mare che sopra il suolo, a parità di altezza.

Molta energia viene trasmessa dentro al suolo per cui si stabilisce una corrente di terra che è distorta rispetto al caso di una perfetta superficie riflettente.

L'onda di superficie è definita come un campo elettrico orizzontale, per polarizzazione orizzontale, o campo elettrico verticale per polarizzazione verticale, associato con la componente della extra corrente di terra, causata dalla mancanza di una perfetta riflessione.

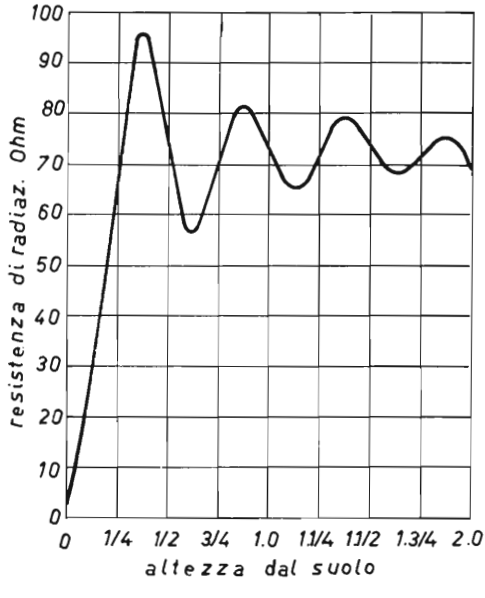


Figura 5.17

Andamento della resistenza di radiazione di un dipolo in funzione all'altezza dal suolo.

In aggiunta all'effetto di terra nella propagazione delle radioonde menzionato, la presenza del suolo può inoltre influenzare l'impedenza di an'antenna bassa e in consegunza di ciò si avrà un peggioramento sia in trasmissione che in ricezione.

Variando l'altezza di un'antenna, anche l'impedenza oscillerà attorno ai valori prossimi a quelli che si hanno nello spazio libero (fig. 5.17), però la variazione di ampiezza sarà trascurabile se la distanza dal centro dell'antenna è superiore ad un quarto di lunghezza d'onda rispetto al suolo.

Si hanno poche informazioni sui valori di resistenza R_t dovuta al suolo, ma qualche misura ha indicato che tale resistenza può aggirarsi tra 10 e 12 ohm a 4 MHz. Alle frequenze basse tale resistenza può risultare prevalente sulle altre in gioco.

La fig. 5.16 mostra tutte queste perdite sotto forma di resistenze in serie. L_c cancellerà C_a, però nel circuito di antenna rimarrà R_c dovuta alla resistenza della bobina, R_t dovuta alla perdita del suolo ed R_r che è la resistenza di radiazione. Quest'ultima resistenza soltanto sarà in grado di irradiare energia, mentre R_c ed R_t dissiperanno l'energia sotto forma di calore. È importante perciò che R_c ed R_t siano minimizzate al massimo.

20.6.3. Bobina di carico.

Riportiamo di seguito una tabella che fornisce i valori approssimati di induttanza richiesta ad una bobina di carico sulle varie bande.

TABELLA III.

VALORI APPROSSIMATI PER UNA FRUSTA DI 2,56 m DI LUNGHEZZA

f MHz	Carico L_1 μH	R_c ($Q=50$) Ω	R_c ($Q=300$) Ω	R_r Ω	Alim. R_x Ω	Accop. (*) μH
CARICATA ALLA BASE						
1,8	345	77	13	0,1	23	3
3,8	77	37	6,1	0,35	16	1,2
7,2	20	18	3	1,35	15	0,6
14,2	4,5	7,7	1,3	5,7	12	0,28
21,250	1,25	3,4	0,5	14,8	16	0,28
29,0	—	—	—	—	36	0,23
CARICATA AL CENTRO						
1,8	700	158	23	0,2	24	3,7
3,8	150	72	12	0,8	22	1,4
7,2	40	36	6	3	19	0,7
14,2	8,6	15	2,5	11	19	0,35
21,250	2,5	6,6	1,1	27	29	0,29

(*) Assumendo il Q della bobina di carico = 300 e includendo la R_t stimata quale resistenza di perdita dovuta al suolo.

Innanzitutto sarà necessario conoscere la capacità del radiatore in funzione della sua lunghezza e della sua sezione. A questo scopo provvede il grafico di fig. 5.18.

Per frequenze dell'ordine dei 2,4 e 7 MHz, l'induttanza richiesta (quando la bobina è posta alla base dell'antenna) sarà approssimativamente quella che risuona alla frequenza desiderata con la capacità trovata dell'antenna. Alle frequenze più alte questo calcolo grossolano darà più induttanza di quella richiesta, però può servire come punto di partenza per la messa a punto finale, la quale dovrà essere comunque fatta.

La tabella III indica il valore approssimato della resistenza di radiazione per una frusta lunga 2,56 m. e la resistenza di carico della bobina riassunta in due gruppi: uno per bobine aventi un Q di 50 e un'altra per un Q di 300. La comparazione viene fatta per dimostrare il modo come ridurre al massimo la resistenza R_c della bobina, specialmente alle frequenze basse.

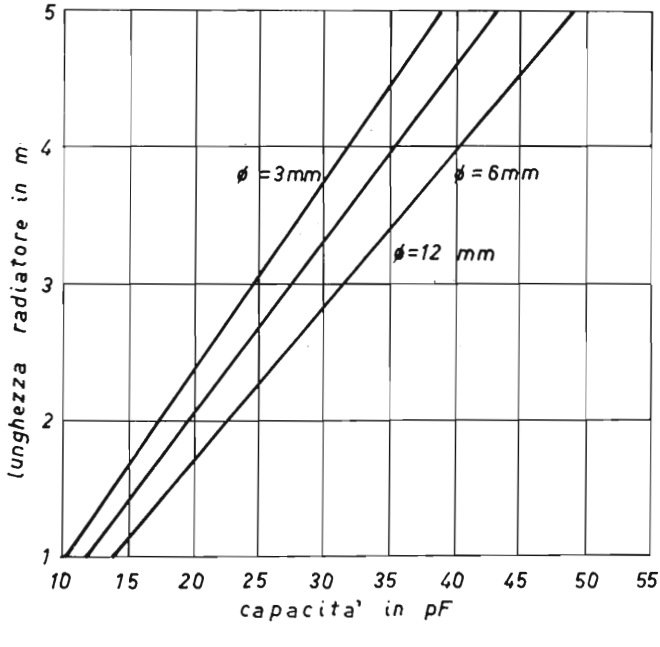


Figura 5.18. - Grafico per la determinazione della capacità di un radiatore in funzione della sua lunghezza e del suo diametro.

Per minimizzare la perdita introdotta dalla bobina di carico, essa deve avere un alto rapporto di reattanza rispetto alla resistenza propria e cioè un alto Q.

Un alto Q si ottiene con l'impiego di una bobina di grande diametro e con un filo di sezione notevole, con le spire spaziate e con dielettrico aria o per lo meno adatto alla radio frequenza. La sua custodia, se c'é, dovrà essere fatta in materiale non metallico.

Con una bobina come quella descritta si può ottenere a 4 MHz un Q di 300 e più, mentre la sua resistenza non supera i 12 ohm. Comparando le caratteristiche di questa bobina con un'altra avente un Q di 50 e una resistenza di 50 ohm, si può notare che la prima ha un guadagno tale che l'aumento in trasmissione è dell'ordine di tre volte o più in potenza, rispetto ai risultati ottenibili con l'altra bobina.

È comunque relativamente semplice realizzare bobine con Q dell'ordine di 300. La tabella IV dà alcuni dati relativi alla costruzione.

TABELLA IV.

DIMENSIONI E CARATTERISTICHE PER BOBINA DI CARICO

L_1 carico µH	Spire n°	Diametro filo mm	Diametro bobina mm	Lunghezza bobina mm	Resistenza in Ω
700	190	1	76	250	0,50
345	135	1	76	250	0,33
150	100	1,3	63	250	0,13
77	75	1,6	63	250	0,073
40	28	1,3	63	51	0,036
20	17	1,3	63	32	—
8,6	16	1,6	51	51	—
4,5	10	1,6	51	32	—
2,5	8	2	51	51	—
1,25	6	2	45	51	—

20.6.4 Antenna a frusta caricata al centro.

Ubicando la bobina di carico al centro dell'antenna, anzichè alla sua estremità inferiore (fig. 5.19), si ottiene un raddoppiamento della resistenza di radiazione. La posizione ottima comunque dipende dalla resistenza di terra e sarà centrata per un valore di resistenza medio.

Tuttavia l'induttanza della bobina di carico sarà circa doppia di quella necessaria per caricare l'antenna alla base. Per una bobina dello stesso Q si otterranno parimenti resistenze doppie. Però caricando al centro si ottiene una maggior efficienza dell'antenna, specie alle frequenze basse. Ciò avviene perchè la resistenza di terra rimane invariata mentre la resistenza di radiazione è circa doppia rispetto al caso precedente, rappresentando pertanto una porzione importante della resistenza in circuito, anche perchè raddoppiando l'induttanza della bobina la sua resistenza sarà solo aumentata di 1,41 volte, poichè l'induttanza varia con il quadrato del numero delle spire, migliorando così ulteriormente il Q della bobina stessa e riducendo di conseguenza le resistenze passive.

Figura 5.19

Antenna a frusta caricata al centro.

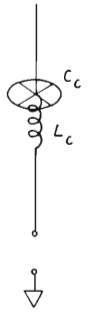


Figura 5.20

Capacità di carico di un'antenna corta.

20.6.5. Capacità di carico.

Siccome la resistenza della bobina di carico varia con l'induttanza, è possibile diminuire tale resistenza riducendo il numero delle spire della bobina. Per mantenere poi la risonanza si provvede aggiungendo capacità più in alto di dove si trova la bobina stessa.

Questa capacità può essere realizzata applicando un anello metallico sostenuto da una crociera pure di metallo, applicato appena sopra la bobina di carico (fig. 5.20), in modo da rappresentare una superficie che nel contempo offre poca resistenza al vento. L'aumento

di capacità è dovuto all'ingrossamento dell'elemento radiante, come si può facilmente intuire guardando il grafico di fig. 5.18, pertanto al posto dell'anello si può mettere un cilindro, una sfera, un disco ecc., tutti elementi idonei ad aumentare la capacità.

Quando si impiega la capacità di carico le si darà un valore tale che sia possibile far risuonare al centro dell'antenna la stessa bobina che si utilizzerebbe alla base. Specialmente alle frequenze più basse dove la resistenza del circuito è anch'essa bassa rispetto alla reattanza della bobina, l'antenna rappresenterà un circuito ad alto Q, per cui la messa a punto diventa più critica nei riguardi della sintonia.

Metodi di messa a punto abbastanza semplici, ma che qui non tratteremo, permettono di variare la capacità di carico in modo da poter sintonizzare l'antenna ogni qual volta cambia la frequenza.

20.6.6. Alimentazione di una frusta.

Per ragioni legate al trasporto di energia a radiofrequenza è preferibile trasferire la potenza dal trasmettitore alla frusta mediante cavo coassiale. A meno che non si impieghi una bobina a basso Q, l'impe-

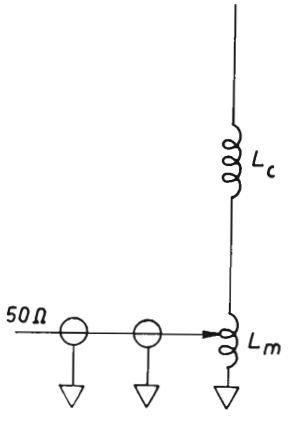


Figura 5.21

Accoppiamento di un'antenna caricata con una linea di alimentazione da 50 Ω

denza della frusta al punto di alimentazione sarà sempre molto inferiore a 50 ohm (impedenza caratteristica di molti cavi coassiali).

Siccome la lunghezza del cavo coassiale in un mezzo mobile non supera di solito i 3 metri, la perdita inerente sarà trascurabile, ma il

rapporto di onde stazionarie (ROS) non sarà altrettanto trascurabile, specie a 29 MHz. Tuttavia, a meno che una linea di questa lunghezza non presenti un ROS basso, si possono incontrare notevoli difficoltà ad ottenere sufficiente accoppiamento con il link di carico dello stadio di uscita del trasmettitore.

Un metodo per ottenere l'accoppiamento desiderato è illustrato in fig. 5.21. Una piccola induttanza L_m è inserita alla base dell'antenna, mentre la bobina di carico verrà ridotta in modo da mantenere la risonanza. Il cavo di alimentazione sarà poi inserito in una presa di L_m, dove si ottiene il carico desiderato. Nella tabella III di p. 131 si può trovare l'approssimativo valore di induttanza da impiegare tra la presa del cavo e massa.

20.6.7. Aggiustamento di una frusta.

Dovendo impiegare l'antenna a frusta descritta su diverse frequenze, per esempio da 2 a 30 MHz come succede ad esempio ai radioamatori, si procederà ad una messa a punto banda per banda.

Si comincierà a far risuonare l'antenna a 29 MHz con la bobina di accoppiamento inserita, ma con il cavo coassiale sconnesso, servendosi di un grid-dip meter accoppiato alla bobina L_m di accoppiamento. Poi si attaccherà il cavo e passando in trasmissione si determinerà la presa che fornisce il carico voluto, impiegando un link nel trasmettitore (dal lato del quale ci sarà una reattanza approssimativa di 50 ohm alla frequenza di risonanza) strettamente accoppiato al circuito volano dello stadio finale. Dopo aver determinato la presa si renderà necessario riaggiustare leggermente la lunghezza dell'antenna per farla risuonare nuovamente. Questo aggiustamento può essere fatto servendosi di un misuratore di campo posto a qualche metro di distanza dal mezzo su cui è montata l'antenna.

La stessa procedura verrà ripetuta per ogni banda successiva.

Dopo aver determinato l'esatta posizione della presa di accoppiamento, si potrà ridurre la bobina alla parte essenziale e cioè utilizzare solo la porzione che va dalla presa del cavo coassiale a massa. A questo punto si renderà necessario riportare in risonanza la bobina di carico, se sono state rimosse spire dalla bobina di accoppiamento.

Desiderando avere la linea di alimentazione interamente piatta e cioè per ottenere che nel cavo non vi siano onde stazionarie, si dovrà

inserire un misuratore di onde stazionarie ritoccando la presa sulla bobina di accoppiamento. Generalmente dopo tale operazione non sarà necessario riaggiustare la risonanza della frusta.

I valori di induttanza dati in tabella III sono comunque approssimativi e possono cambiare considerevolmente in dipendenza del tipo

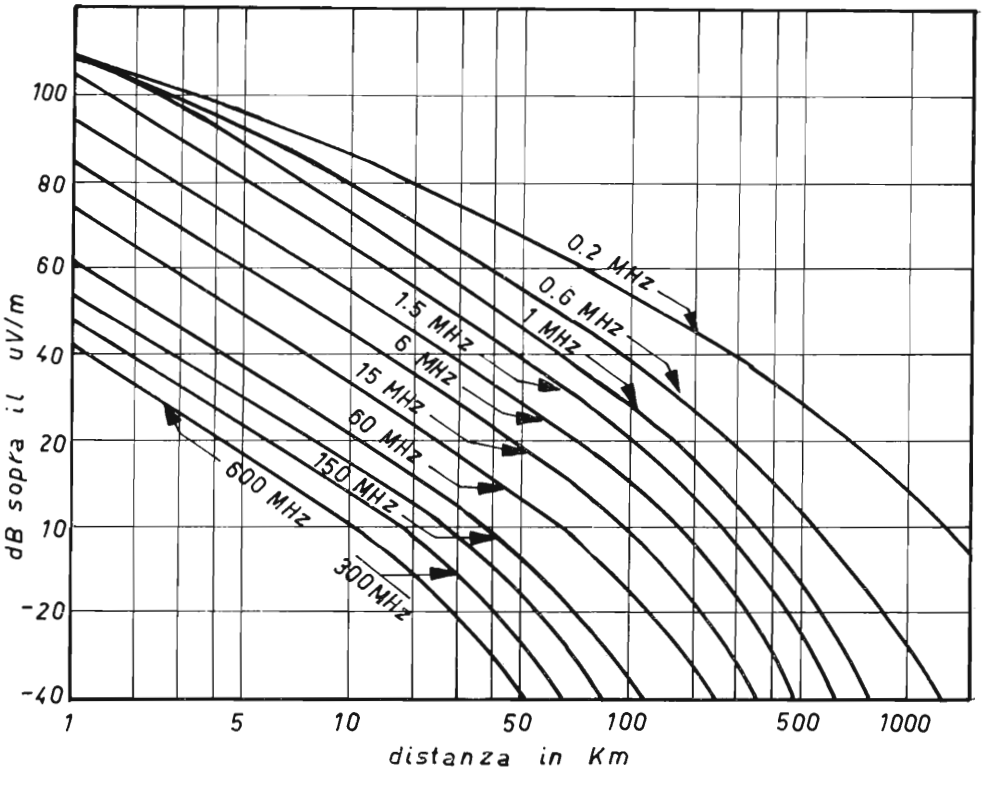


Figura 5.22. - Valori tipici della intensità di campo di un'antenna $\lambda/4$ posta a massa, su terreno.

di mezzo su cui viene installata l'antenna e della posizione di questa rispetto ad esso.

Valori tipici della intensità di campo che ci si può aspettare con antenne verticali in $\lambda/4$ poste a massa sono illustrati in fig. 5.22 per

trasmissioni su terreno e in fig. 5.23 per trasmissioni sul mare. Questi grafici includono l'effetto di diffrazione e riflessione media attorno ad una massa sferica liscia, ma non includono l'effetto ionosferico: effetto che non è stato trattato, dato lo scarso interesse che esso presenta in comunicazioni a breve distanza.

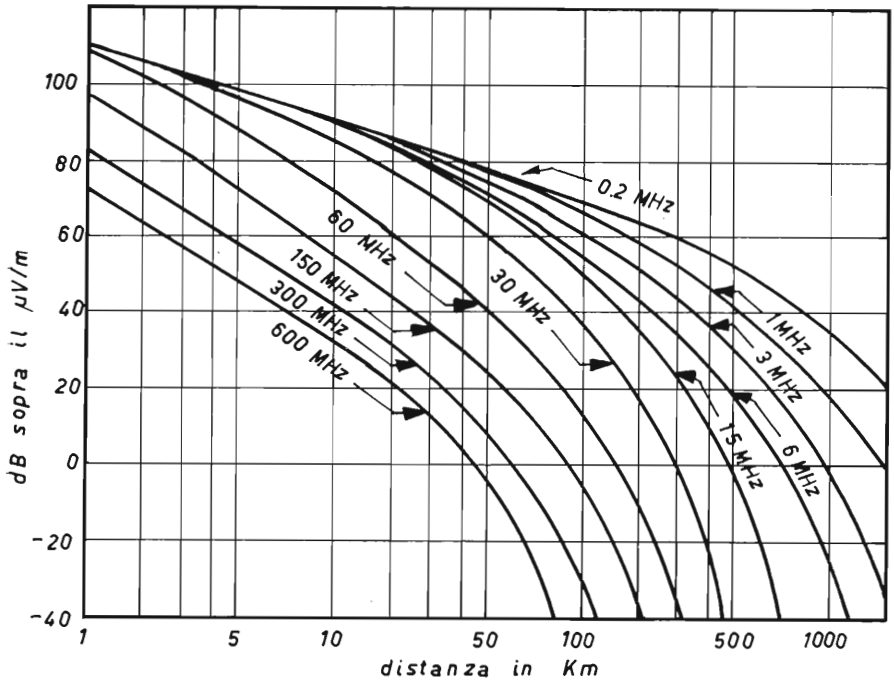
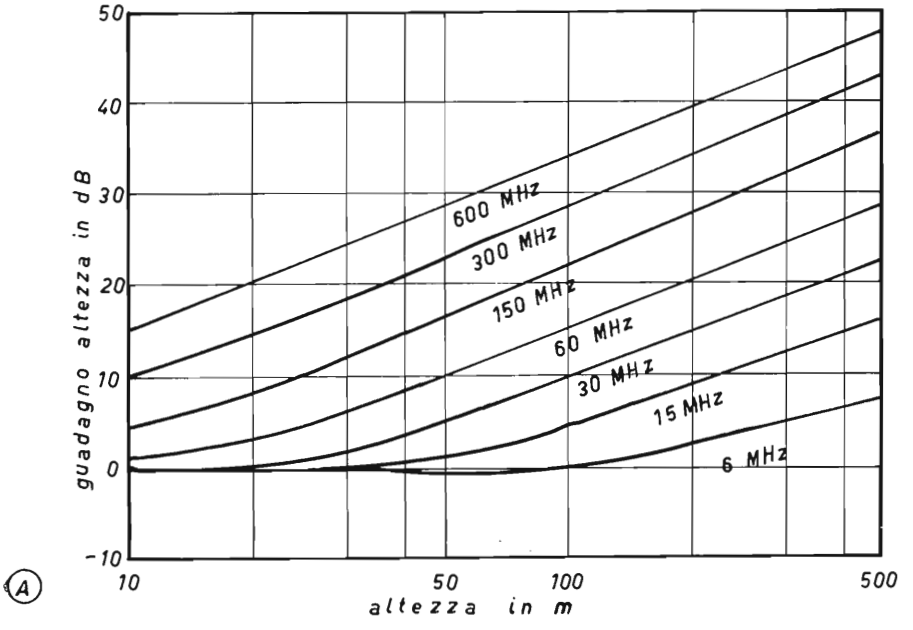


Figura 5.23. - Valori tipici della intensità di campo di un'antenna $\lambda/4$ posta a massa, per trasmissioni sopra il mare.

L'aumento di segnale ottenuto dall'innalzamento di un'antenna sopra il terreno e sopra il mare è illustrato nelle figg. 5.24 A e B rispettivamente.

Questi dati sono stati ricavati su trasmettitori di maggior potenza e con altre caratteristiche di impiego, pertanto gli stessi dati non sono da considerarsi realmente esatti, applicati ai mezzi mobili, ma comunque possono considerarsi abbastanza attendibili come primo orientamento.



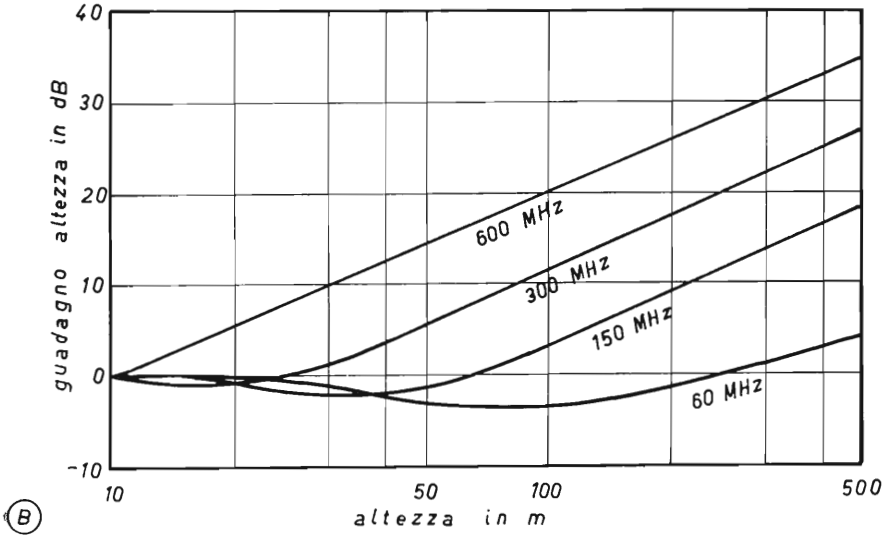


Figura 5.24. - Aumento del segnale ottenuto dall'innalzamento di un'antenna.
A: **Sopra il suolo.** *B*: **Sopra il mare.**

21. Cenni sulla propagazione

La propagazione delle radioonde è un problema così complesso, che non riteniamo questa la sede per svilupparne i concetti.

D'altro canto le portate dei radiotelefoni vengono limitate a poche decine di chilometri, salvo casi particolari, anche se il loro impiego potrebbe permettere collegamenti molto più lunghi, come lo dimostrano le interferenze di segnali talvolta molto lontani che sono in grado di disturbare o anche bloccare un servizio locale.

Disturbi di questo genere sono di natura sporadica e sono legati a fenomeni atmosferici, i quali producono nell'alta atmosfera strati ionizzati capaci di riflettere segnali ricevuti oltre la portata ottica e cioè al di là della superficie terrestre visibile per effetto della curvatura.

Per quanto detto sopra rimandiamo il lettore a testi specializzati, limitandoci a considerare quella parte di superficie interessata da un'onda diretta, per ora priva di ostacoli e con suolo perfettamente conduttore.

21.1. Principio.

Consideriamo il caso di due punti liberi nello spazio, cercando di spiegare come avvenga la propagazione tra questi due punti. Si tratta di un caso limite, del resto necessario per non dover introdurre correzioni dovute agli inevitabili assorbimenti del terreno e degli ostacoli.

Intorno ad un conduttore percorso da corrente a radiofrequenza si sviluppa un campo elettromagnetico. Supponiamo il conduttore rettilineo e lungo circa metà rispetto alla lunghezza d'onda; questo conduttore lo chiameremo dipolo. La fig. 5.25 illustra la distribuzione del campo magnetico di un dipolo, nelle tre dimensioni dello spazio.

Come si può vedere dalla figura, l'andamento con cui si propaga il campo elettromagnetico è ben definito e cioè si allontana dal dipolo con andamento normale al suo asse. Diremo perciò che la sua propagazione è polarizzata e che il campo elettromagnetico si allontana su un piano che è strettamente legato con l'inclinazione del dipolo. In

altre parole si può anche dire che il dipolo ha caratteristiche direzionali.

Come sappiamo dall'elettrotecnica, un conduttore percorso da corrente crea un campo magnetico ortogonale al conduttore, per cui anche nel dipolo si creerà un campo elettrico e uno magnetico posto a 90° con il primo. I due campi procedono di pari passo mantenendo la ortogonalità e non si può parlare di uno senza dover considerare anche l'altro: da qui appunto il nome di campo elettromagnetico.

Se consideriamo il dipolo molto piccolo così da definirlo puntiforme, l'energia irradiata dal dipolo si diffonderà nello spazio secondo superfici sferiche fino all'infinito, supposto che non incontri ostacoli e non venga assorbita dal mezzo in cui si diffonde.

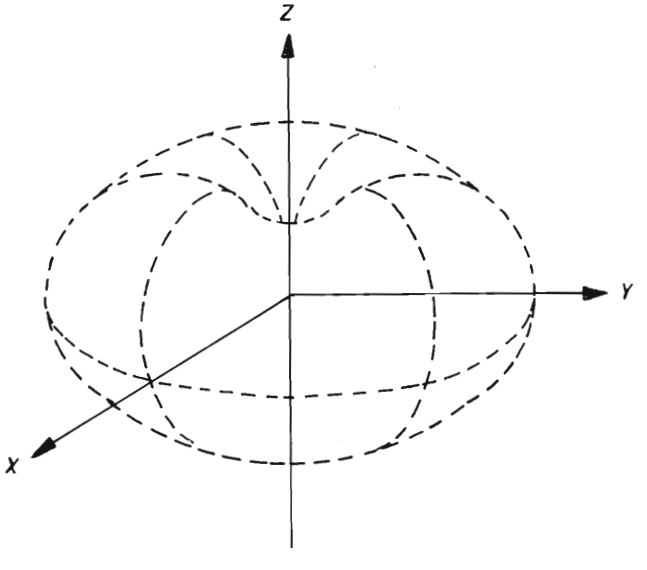


Figura 5.25. - Distribuzione del campo magnetico irradiato da un dipolo.

Se si potesse raccogliere tutta l'energia contenuta in queste superfici sferiche, qualunque sia la loro dimensione, supposto nullo l'assorbimento, esse darebbero la stessa quantità di energia generata dal dipolo.

Infatti mano a mano che la distanza dal radiatore aumenta, cresce la superficie delle sfere conformemente con il quadrato della di-

stanza. Di conseguenza l'energia considerata in un punto della superficie varierà con una proporzione inversa all'aumento della superficie stessa, però l'energia totale della superficie rimane la stessa.

Facciamo un esempio considerando il nostro radiatore puntiforme, in grado di irradiare la potenza P di 10 watt.

A un metro di distanza dal radiatore la sfera considerata avrà una superficie S di:

$$S = 4\,\pi\,R^2 = 4 \cdot 3{,}14 \cdot 1^2 = 12{,}56\ \mathrm{m}^2$$

La potenza per metro quadrato P_u sulla superficie sarà di:

$$P_u = \frac{P}{S} = \frac{10}{12{,}56} = 0{,}795 \text{ che arrotondiamo a } 0{,}8\ \mathrm{W/m^2}\,.$$

A 1000 metri di distanza la sfera avrà la superficie di:

$$4 \cdot 3{,}14 \cdot 1.000^2 = 12{,}56 \cdot 10^6\ \mathrm{m}^2$$

e la potenza per metro quadrato sarà di 10 watt/$12{,}56 \cdot 10^6 = 0{,}795 \cdot 10^{-6}$, arrotondando $0{,}8 \cdot 10^{-6}$ W/m^2, cioè 0,8 μW/m^2, oppure 60 dB sotto la potenza a un metro di distanza.

Ciò dimostra appunto che l'energia diminuisce con il quadrato della distanza nel migliore dei casi e cioè senza assorbimento od ostacoli.

21.2. Collegamento tra due punti.

Abbiamo visto come si propaga l'energia nello spazio libero; vediamo ora come essa si possa utilizzare.

Prove sperimentali hanno dimostrato che per avere una buona intelligibilità del segnale, questo deve provocare un rapporto segnale-disturbo sul ricevitore di almeno 20 dB in assenza di altri disturbi locali di natura elettrica. La potenza elettrica richiesta per i diversi sistemi di ricezione è approssimativamente la seguente:

$56 \cdot 10^{-6}$ watt per l'AM

$28 \cdot 10^{-6}$ watt per l'SSB

$30 \cdot 10^{-6}$ watt per l'FM

Considerando 50 Ω la resistenza di radiazione di un'antenna ricevente, avremo ai capi dell'antenna stessa le seguenti tensioni RF, ricavate dalle potenze precendentemente citate :

$$\begin{aligned} \text{AM} &= 0{,}53\ \mu\text{V} \\ \text{SSB} &= 0{,}37\ \mu\text{V} \\ \text{FM} &= 0{,}38\ \mu\text{V} \end{aligned}$$

Se consideriamo di impiegare in ricezione un'antenna del tutto identica a quella impiegata in trasmissione e cioè un conduttore piccolissimo, puntiforme, quanta energia catturerà una simile antenna a 100 chilometri di distanza dal radiatore trasmittente?

La superficie della sfera a 100 km di distanza può considerarsi ormai piana per la nostra antenna e l'area A utilizzata sarà pertanto proporzionale alla lunghezza dell'antenna L secondo la formula:

$$A = \frac{L^2}{4\pi}$$

I 10 watt irradiati a 100 km di distanza dal punto di trasmissione interessano una superficie S di:

$$4 \cdot 3{,}14 \cdot 100.000^2 = 12{,}56 \cdot 10^{10}\ \text{m}^2$$

La potenza P_u per metro quadrato sarà perciò di:

$$P_u = \frac{10}{12{,}56 \cdot 10^{10}} = 8 \cdot 10^{-11}\ \text{W/m}^2$$

La superficie che interessa il dipolo è:

$$A = \frac{L^2}{4\pi}$$

per cui se lavoriamo sulla gamma dei 150 MHz, corrispondenti alla lunghezza d'onda dei due metri avremo:

$$A = \frac{2^2}{12{,}56} = \text{circa } 0{,}32\ \text{m}^2$$

La potenza P_r ricevuta dal dipolo sarà:

$$P_r = P_u \cdot A = 8 \cdot 10^{-11} \cdot 0{,}32 = 2{,}56 \cdot 10^{-11} \text{ W}$$

Ricordando che il segnale trasmesso era di 10 watt, avremo un rapporto

$$P/P_r = 10/2{,}56 \cdot 10^{-11} = 4 \cdot 10^{11} .$$

Si tratta di una attenuazione di ben 400 miliardi di volte, il che vuol dire, espresso in dB, un livello di — 104 dB.

Se l'antenna, come abbiamo detto prima, ha una resistenza di 50 ohm, la tensione del segnale in arrivo sarà di:

$$V = \sqrt{P_r \cdot R} = \sqrt{2{,}56 \cdot 10^{-11} \cdot 50} \cong 36 \ \mu\text{V} .$$

Come si vede, nonostante le grandi distanze si dispone ancora di un segnale considerevole, sempre supponendo nulle le perdite. In pratica non esistono antenne puntiformi e pertanto ogni tipo di antenna è da considerarsi direzionale, per cui l'entità del segnale irradiato sarà un po' attenuato in direzione delle punte del dipolo e rinforzato ortogonalmente ad esse.

21.3. Le perdite.

Si è detto all'inizio di questo paragrafo che la propagazione di cui abbiamo trattato si doveva considerare nell'aria libera, lontano da ostacoli e sensibilmente elevata dal suolo.

È difficile stabilire cosa succede quando si debbano considerare casi reali di collegamento tra due punti.

Innanzi tutto occorre considerare quanta potenza giunge all'antenna, partendo dal trasmettitore.

Facciamo una considerazione a questo proposito: supponiamo che il trasmettitore sia posto al piano terra di un edificio e l'antenna sia posta ad esempio su un traliccio alto trenta metri dal suolo. Il cavo coassiale che unisce il trasmettitore all'antenna sarà allora lungo quaranta, cinquanta metri, a causa delle inevitabili curve che bisogna far compiere alla linea per uscire dallo stabile.

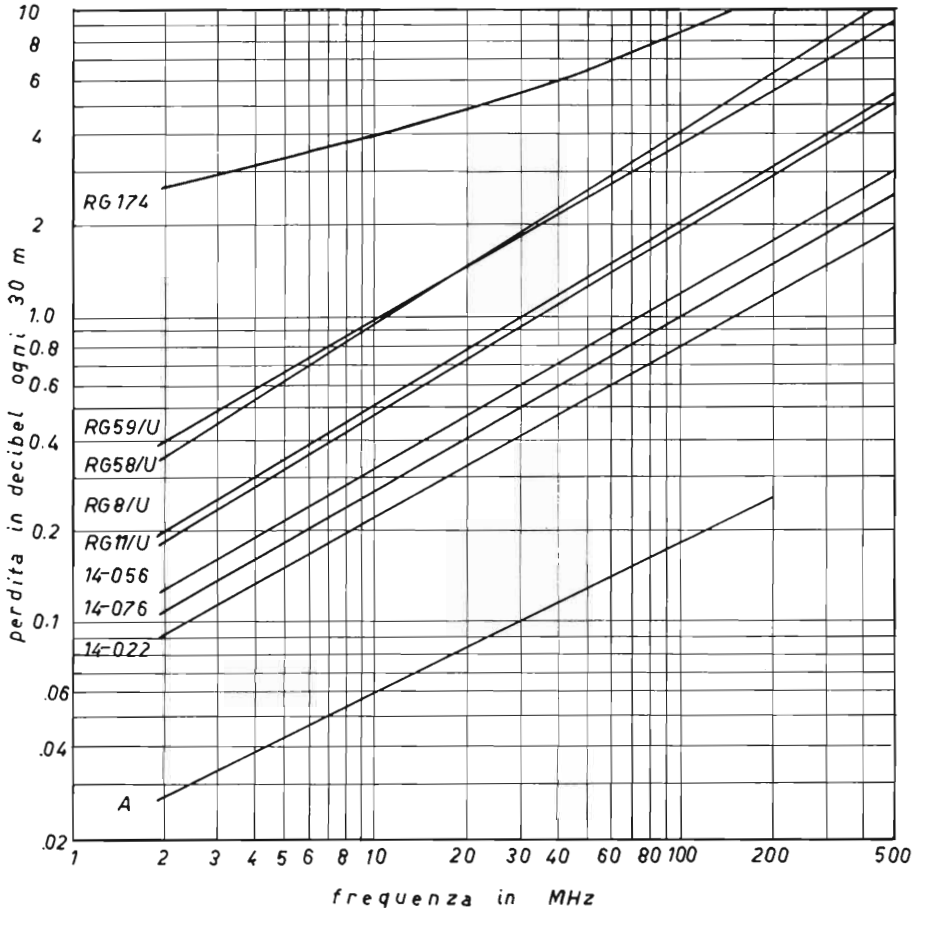


Figura 5.26. - Attenuazione di alcuni cavi coassiali rispetto alla loro lunghezza.

Dal grafico delle attenuazioni dei cavi coassiali, fig. 5.26 ricavato dal listino di un costruttore di cavi coassiali, risulta che per ogni 30 m circa, il cavo RG8/U perde un decibel a 30 MHz, due decibel a 100 MHz, 5,3 decibel a 500 MHz. Perciò nel nostro caso, ammesso di lavorare su di una frequenza di 160 MHz, avremo per 50 m di cavo una perdita di 4,5 decibel, che equivale in trasmissione ad una potenza irradiata equivalente circa ad un terzo di quella emessa dal trasmettitore e cioè poco più di 3 watt se il trasmettitore ne sviluppa 10. Se poi si lavora in UHF l'attenuazione diventa proibitiva.

Esistono rimedi per ridurre questa perdita: il primo consiste nell'impiegare cavi a bassa perdita, che però sono molto costosi. Il secondo consiste nel montare il radiotelefono nel sottotetto e comunque il più vicino possibile all'antenna, in modo da ridurre la lunghezza del cavo. Naturalmente l'apparato dovrà essere telecomandato mediante un cavo multiplo che consenta il passaggio della BF per il ricevitore, la BF per il trasmettitore, uno scambio per il T/R (trasmissione-ricezione) e la rete o l'interruzione di essa. Con opportuni accorgimenti si possono fare così tratte di 100 m ed oltre. È consigliabile che la rete corra indipendentemente dagli altri cavi, quando la lunghezza del cavo supera i trenta metri.

Vediamo ora di adattare l'antenna al trasmettitore così da ridurre le onde stazionarie presenti nel cavo, altra fonte di perdite.

Se inseriamo un riflettometro tra il trasmettiore e l'antenna dovremmo leggere tutta la potenza del trasmettitore in andata e zero in ritorno. Questa sarebbe la condizione ideale, indice di un perfetto adattamento. In altre parole il trasmettitore vede l'antenna come una resistenza pura avente il valore corretto, per il quale esso è stato progettato.

Può darsi che il riflettometro dia indicazioni diverse da quelle accennate e cioè potenza più bassa in andata e qualche frazione di potenza in ritorno. Ciò vuol dire che il sistema radiante è fuori accordo oppure, caso più raro, che il cavo coassiale è difettoso o di impedenza non corretta.

Su un'antenna per mezzi mobili, solitamente in $\lambda/4$, si agisce come segue: fatta la prima lettura, prima « avanti » poi « indietro », si annota il ROS e poi si accorcia il dipolo di un centimetro ripetendo la lettura. Se le cose migliorano si può insistere accorciando ancora fino a raggiungere l'ottimo. Se le cose peggiorano vuol dire che il dipolo era già troppo corto.

Può darsi che non si riesca mai a trovare un perfetto adattamento, specie nei motocicli dove il piano su cui poggia l'antenna non è sufficientemente grande da funzionare da contrappeso. L'elemento umano infine tenderà anch'esso a modificare l'irradiazione e l'adattamento. In questi casi ci si accontenta del miglior compromesso, oppure si ricorre ad antenne di altro tipo, come abbiamo già accennato nel paragrafo dedicato alle antenne.

Quando si impiegano antenne più complesse del dipolo in $\lambda/4$ le cose si complicheranno notevolmente se non si trova l'adattamento.

Succede però che queste antenne vengono messe a punto dai costruttori in fase di allestimento delle stesse. Molte volte esse sono dotate di elementi telescopici che ne permettono l'aggiustamento ed infine con i tipi a banda larga si possono ottenere buoni adattamenti entro grandi campi di regolazione (vedi fig. 5.5).

Tutte le precauzioni prese in trasmissione per ridurre le perdite di un'antenna valgono anche per la ricezione.

Fortunatamente nei mezzi mobili la stessa antenna serve sia per trasmettere che per ricevere il segnale.

Ostacoli di varia natura come colline, case, alberi, linee di alta

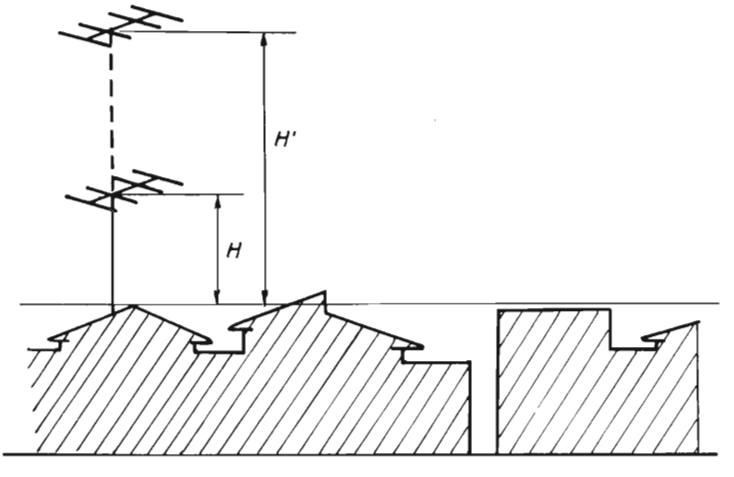


Figura 5.27. - Orizzonte medio e altezza efficace di un'antenna entro un agglomerato urbano.

tensione, ecc. che si trovino nel percorso tra il trasmettitore e il ricevitore, possono rappresentarsi come tante resistenze passive che assorbono il segnale. Forse il fattore più importante è la natura del suolo e in conseguenza l'altezza con cui il segnale viene irradiato da esso.

In un agglomerato urbano vale come altezza dell'antenna non tanto quella del suolo ma quella dell'orizzonte medio rappresentato dai tetti e ostacoli vari rispetto l'antenna stessa (fig.5.27). Per questo motivo per risolvere integralmente il problema del collegamento può bastare alzare anche un paio di metri o meno un'antenna rispetto

al precedente livello. Infatti il guadagno G di un'antenna per effetto della variazione dell'altezza da H ad H' risulta espresso dalla relazione:

$$G = 10 \log \left(\frac{H'}{H}\right)^2 = 20 \log \frac{H'}{H}.$$

In base a quanto precede si può calcolare l'intensità di campo in microvolt/metro adottando la seguente relazione:

$$\mu V = \frac{88 \cdot H' \cdot h \cdot \sqrt{W \cdot G}}{\lambda \cdot D^2}$$

dove: $H' = H - 0{,}078 \left(\frac{DH}{H + h}\right)^2$

e $h' = h - 0{,}078 \left(\frac{Dh}{H + h}\right)^2$

H, H', h, h', λ sono espressi in metri

W in watt,
D in km,
G guadagno dell'antenna trasmittente in n° di volte in potenza.

Come vediamo dalla fig. 5.28, è ancora difficile determinare l'esatto valore di H' e h' a causa sia della presenza di ostacoli intermedi, sia della curvatura della terra. Comunque per portate ottiche e cioè tra

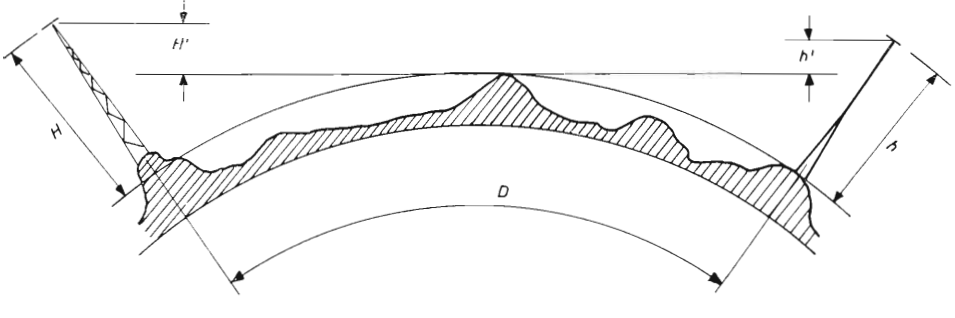


Figura 5.28. - Dimostrazione di come H' e h' siano di difficile determinazione causa gli ostacoli e la curvatura terrestre. H' e h' sono le altezze efficaci in trasmissione e ricezione rispettivamente.

due punti otticamente visibili, come è appunto il caso che ci interessa maggiormente, la portata ottica si può determinare approssimativamente come:

$$D = 3{,}6\,(\sqrt{H} + \sqrt{h}) \text{ in km}.$$

Nelle città dove la densità delle costruzioni in cemento armato prevale è impossibile fare previsioni, anche perchè l'antenna dei mezzi mobili si trova immersa dentro l'orizzonte medio e solo quella del capo maglia si trova fuori. Per queste ragioni si procederà sperimentalmente cercando di evitare, finchè è possibile, le zone di maggior assorbimento.

In tutti quei casi dove il servizio deve essere assicurato in tutti i punti, si dovrà ricorrere al ripetitore che sarà piazzato in un punto diverso e più favorevole per i collegamenti nei due sensi.

CAPITOLO SESTO

22. Installazione dei radiotelefoni

22.1. Su mezzi mobili.

Per mezzi mobili si intendono tutti quei veicoli che per la loro caratteristica si possono spostare autonomamente, come motociclette, automobili, natanti e per il caso specifico dei radiotelefoni, anche l'uomo.

Le automobili a loro volta possono dividersi in camion, furgoni, vetture, ecc., così pure i natanti possono ancora suddividersi in varie categorie, dalle navi ai motoscafi.

Si è fatta questa suddivisione poichè ogni mezzo è caratterizzato da una sua fonte di alimentazione, per cui la scelta del radiotelefono da installare andrà fatta, oltre che in base alla potenza RF, anche in base alle caratteristiche idonee a poterlo far funzionare senza eccessivo sovraccarico per la sorgente di alimentazione.

Le motociclette hanno quasi sempre l'impianto a 6 volt, anche se sarebbe auspicabile, e i costruttori stanno già provvedendo, di portarlo a 12 volt. Ciò vale soprattutto per le forniture militari che hanno il problema dell'alimentazione dei radiotelefoni. D'altro canto, la unificazione delle tensioni di alimentazione tra moto e automobili renderebbe più facile la sostituzione degli apparati, semplificando inoltre notevolmente i circuiti di alimentazione dei ricetrasmettitori e rendendoli così più economici.

Attualmente un radiotelefono per motociclo ha l'alimentatore che permette all'apparecchio di funzionare sia a 6 che a 12 volt (vedere alimentatori al paragrafo 16). Ciò permette di utilizzare l'apparato, oltre che sulle motociclette, anche sulle automobili, senza dover ricorrere a ricetrasmettitori con caratteristiche diverse.

Il cambio della tensione avviene solitamente mediante ponticelli a saldare, date le forti correnti in gioco, ma è possibile attuarlo anche con commutatori rotanti o a slitta ed infine con cartoline di circuito stampato inserite a pettine.

Nei mezzi mobili, salvo per le navi, le potenze RF dei radiotelefoni si aggirano attorno ai 10 ÷ 12 W, pertanto la potenza erogata dall'impianto durante la fase di trasmissione si aggira attorno ai 50 ÷ 60 W per radiotelefoni con stadio finale a valvole e 30 ÷ 40 W per quelli completamente transistorizzati.

Risulta ora evidente che la linea di alimentazione che va dalla batteria al radiotelefono avrà meno perdite quanto più alta è la tensione di alimentazione.

Se una batteria ha una tensione nominale di 12 V e vogliamo che all'apparato ne arrivino almeno 11,8, bisogna che sulla linea non cadano più di 0,2 V.

Se invece la batteria è da 6 V, per mantenere inalterato il rapporto di caduta, la linea dovrà far cadere solo 0,1 V, pertanto la sezione della linea stessa dovrà aumentare di quattro volte rispetto al caso dell'alimentazione a 12 V, due volte per la corrente che è raddoppiata e altre due per la caduta che si dimezza a 6 V.

Nonostante queste precauzioni, la resa del radiotelefono sarà più bassa almeno di un 20 % a causa della maggiore resistenza di contatto del morsetto di batteria e dell'interruttore. Infine il β in conduzione dei transistori dell'eventuale transverter sarà più basso per correnti forti e quindi il suo rendimento sarà minore.

Esistono tabelle atte a determinare la caduta di tensione in un conduttore in funzione della corrente percorsa e della lunghezza della linea; comunque è possibile determinare agevolmente la sezione seguendo questi criteri: supposti 60 W di alimentazione richiesti per alimentare un radiotelefono e 6 V, si determina la resistenza massima che deve avere la linea per una caduta di 0,1 V, quando la sua lunghezza (andata e ritorno) sia di 4 metri.

Per la legge di Ohm $R = V/I$, dove $I = W/V$, per cui $I = 60/6 = 10$ amp., perciò $R = 0{,}1/10 = 0{,}01$ ohm o 10 milliohm, totali. Siccome la lunghezza della linea fra radiotelefono e batteria è rappresentata da due fili, bisogna considerare la lunghezza totale del filo uguale a due volte la lunghezza della tratta, per cui i 10 milliohm dovranno venir divisi per otto metri di filo, corrispondenti appunto alla lunghezza totale della linea di andata più quella di ritorno, da cui risulta la resistenza per metro che dovrà avere la linea.

Data la resistività del rame elettrolitico che è uguale a 17 milliohm per metro di lunghezza e per millimetro quadrato di sezione, risulta che la sezione definitiva della linea in questione sarà direttamente proporzionale alla resistività del metallo impiegato nel conduttore, alla

lunghezza della linea e inversamente proporzionale alla sezione del filo, e cioè:

$R = \rho \cdot l/S$ per tutta la lunghezza, oppure $R = \rho/S = R$ per m

dove: R = resistenza incognita del cavo;
l = lunghezza della linea (andata e ritorno);
ρ = resistività del conduttore;
S = sezione del conduttore;

da cui S risulta uguale a $\rho \cdot l/R$ sul totale, oppure $S = \rho/R$ se si considera la sezione per metro di lunghezza.

Sostituendo i simboli troveremo

$S = 17/1{,}25 = 13$ millimetri quadrati circa di sezione, pari ad un diametro di poco superiore ai 4 mm.

Per maggior comodità la tabella V riassume questi criteri per lunghezze del filo di 1 metro.

TABELLA V.

∅ mm	Sez. mm.	Res. Ω/m	∅ mm	Sez. mm.	Res. Ω/m
1,0	0,7854	0,02215	3,0	7,0686	0,002462
1,1	0,9503	0,01831	3,1	7,5477	0,002305
1,2	1,1310	0,01539	3,2	8,0425	0,002163
1,3	1,3273	0,01311	3,3	8,5530	0,002034
1,4	1,5394	0,01131	3,4	9,0792	0,001916
1,5	1,7671	0,00985	3,5	9,6211	0,001809
1,6	2,0106	0,00865	3,6	10,1788	0,001709
1,7	2,2698	0,00767	3,7	10,7521	0,001618
1,8	2,5447	0,00684	3,8	11,3413	0,001534
1,9	2,8353	0,00614	3,9	11,9459	0,001457
2,0	3,1416	0,00554	4,0	12,570	0,001385
2,1	3,4636	0,00503	4,1	13,203	0,001316
2,2	3,8013	0,004557	4,2	13,854	0,001254
2,3	4,1548	0,004187	4,3	14,522	0,001199
2,4	4,5239	0,003845	4,4	15,205	0,001145
2,5	4,9087	0,003544	4,5	15,904	0,001091
2,6	5,3093	0,003277	4,6	16,619	0,001036
2,7	5,7256	0,003039	4,7	17,349	0,001003
2,8	6,1575	0,002826	4,8	18,096	0,000960
2,9	6,6052	0,002634	4,9	18,857	0,000921
			5,0	19,635	0,000883

I costruttori di radiotelefoni tendono ad unificare le loro costruzioni in modo da poter servire più clienti impiegando lo stesso apparato, da cui abbiamo visto il cambia tensione che per altro non risolve tutti i problemi, poichè oltre ai 6 V delle motociclette e di molti altri mezzi di fabbricazione straniera e i 12 V delle vetture, vi sono i 24 V di taluni furgoni e camion e della maggioranza dei natanti.

La versione 12 ÷ 24 V è più vantaggiosa della 6 ÷ 12 V, in quanto è possibile alimentare il radiotelefono a 24 V con transverter e a 12 V direttamente dalla sorgente. Con questa soluzione i 60 W precedentemente citati si ottengono a 24 V con soli 2,5 A., con notevole vantaggio per il rendimento del transverter, che può raggiungere anche il 90 %, mentre a 12 V, non essendovi il transverter, avremo 54 W di alimentazione e quindi una corrente sulla linea di 4,5 A.

Naturalmente tutto ciò è possibile se il radiotelefono è completamente transistorizzato, in modo che gli stadi finali RF del trasmettitore possano venire alimentati dalla sorgente a 12 V. Contrariamente, se vi fosse nello stadio finale anche un solo tubo, esso richiederebbe un transverter survoltore per l'anodica.

22.2. Varianti di impiego dei radiotelefoni.

Come abbiamo precedentemente detto, i costruttori di radiotelefoni tendono ad unificare il loro prodotto per ovvie ragioni economiche, ma non per questo si devono sacrificare talune esigenze tecniche. Così un radiotelefono per motocicletta si differenzia da quello per autovettura per il sistema elettroacustico impiegato e per la custodia la quale deve essere, se non a tenuta stagna, per lo meno antipioggia.

Infatti sul manubrio della moto generalmente trova posto un altoparlante direzionale a tromba che ha lo scopo di convogliare il suono verso l'operatore motociclista, inoltre in trasmissione esso funge da microfono. La sua direttività è sufficiente a selezionare il rumore del mezzo, quando è in moto, dalla voce dell'operatore durante la trasmissione ed a fornire una forte intensità di suono durante la ricezione.

Sul manubrio trova anche posto il pulsante di trasmissione che, quando rilasciato, ritorna automaticamente in posizione di ricezione.

Il complesso tromba-pulsante fa capo ad un bocchettone uguale a quello impiegato per il microtelefono quando l'apparato viene im-

piegato sugli autoveicoli. Ovviamente il microtelefono avrà una resistenza in serie all'auricolare, per adattare l'impedenza dello stesso e nel contempo per limitare il livello BF.

Nelle motociclette infine, oltre al contenitore che può essere di fusione oppure di lamiera, si provvede a coprire la parte superiore del radiotelefono con una paratia antitermica o con un carter distante qualche centimetro dal contenitore dell'apparato, allo scopo di proteggere dagli agenti atmosferici e soprattutto dal sole l'apparato che, essendo installato generalmente al posto del sellino posteriore, si viene a trovare in determinate condizioni a temperature superiori a quelle normalmente consentite per il buon funzionamento dell'apparato stesso.

Trattandosi poi del medesimo apparato, sia per le motociclette che per le autovetture, i comandi si troveranno sempre sull'apparato e nel caso delle motociclette, posteriormente all'operatore. Fortunatamente non occorre quasi mai agire sui comandi, se non per accendere o spegnere l'apparato.

Qualche costruttore infine, risolve il problema dei comandi telecomandando l'apparato, per cui sul manubrio della moto o sul cruscotto degli altri mezzi mobili ci sarà uno scatolino che contiene i comandi e le varie regolazioni, mentre l'apparato vero e proprio troverà posto in qualunque vano comodo, ad esempio sotto un sedile o nel cofano della vettura.

Su ogni radiotelefono si trova una presa per altoparlante da utilizzare nel caso di installazione su veicoli. Questo altoparlante può essere escluso con apposito commutatore sul pannello frontale, il quale permette di effettuare il collegamento direttamente con il microtelefono, mantenendo così il segreto della conversazione. È logico che con altoparlante escluso il commutatore inserirà un carico artificiale di uguali caratteristiche di quelle dell'altoparlante.

22.3. Montaggio meccanico.

Per il montaggio meccanico dei radiotelefoni sui mezzi mobili non vi sono particolari difficoltà, in quanto il costruttore avrà tenuto conto delle varie versioni sia di motociclette che di autoveicoli, per cui l'apparato sarà fornito degli accessori idonei all'impiego su ogni mezzo. Il montaggio avviene generalmente mediante una piastra che permette lo scorrimento dell'apparato su di essa, per una facile estrazione in

caso di manutenzione. Detta piastra è munita di supporti antivibranti che consentono un buon smorzamento delle vibrazioni durante la marcia su terreni accidentati. Alcuni costruttori stranieri fissano l'apparecchio ricetrasmittente direttamente al mezzo, anche se si tratta di motociclo. La buona affidabilità dei componenti e le costruzioni antiurto dei transistori e anche delle valvole, permettono simili montaggi rigidi, con effetti di microfonicità trascurabili.

Nel caso di apparati a valvola sarà necessario montare l'apparato secondo i suggerimenti del costruttore, a causa del particolare orientamento dei filamenti che nel caso dei tubi « quick heating » si accendono istantaneamente quando si passa in trasmissione. Nel caso di apparecchi completamente a stato solido, questi possono assumere qualunque posizione, purchè naturalmente vi sia la ventilazione necessaria a smaltire il calore dissipato durante i periodi di trasmissione.

Nelle vetture, il radiotelefono si monta generalmente sotto il cruscotto dalla parte opposta al posto di guida. Vicino ad esso, ma verso il centro, trova posto il microtelefono o il microfono, in modo che se ne possa servire sia chi guida il mezzo che chi sta di fronte all'apparato. Il microfono viene fissato generalmente su un gancio oppure una forcella, mentre il microtelefono impiega un tampone di gomma a zoccolo di cavallo che alloggia e trattiene l'auricolare del microtelefono stesso. In tutti e due i casi, sia il microfono che il microtelefono sono muniti di pulsante di trasmissione che ne rende agevole l'uso senza impegnare più di una mano.

22.4. Montaggio dell'antenna.

Particolare riguardo merita il montaggio dell'antenna, perchè da esso dipende poi il risultato finale. Innanzi tutto occorre scegliere il tipo di antenna e per questo argomento rimandiamo il lettore al capitolo dedicato alle antenne.

Stabilito il tipo di antenna che si monterà e che per la maggioranza dei casi sarà una $\lambda/4$ o nel caso un po' meno frequente una λ 5/8, si tratterà solo di determinare la posizione dove essa verrà piazzata. Nel caso di una motocicletta c'è poco da scegliere poichè, non essendovi alcun piano di riferimento per il necessario contrappeso elettrico, l'antenna avrà un diagramma di radiazione di cui non si può prevedere la forma e un adattamento di impedenza piuttosto imperfetto, anche e soprattutto per la presenza dell'uomo nelle vicinanze dell'antenna.

Una regola che occorre seguire consiste nel montare l'antenna nel punto più alto possibile e più distante dal motociclista, in modo che i suoi movimenti influenzino in misura minima l'antenna.

Nel caso di un autoveicolo, il posto più adatto è senz'altro il centro del tetto, il quale costituisce un buon contrappeso e consente ottimi adattamenti. Purtroppo esigenze estetiche o di mimetizzazione impongono talvolta di montare l'antenna su un lato del tetto o quanto meno su un parafango, specie se la frequenza è bassa. Naturalmente in quest'ultimo caso i risultati saranno peggiori. I migliori risultati si ottengono su camion e furgoni che, oltre ad offrire una grande superficie sotto l'antenna aggiungono pure l'altezza del mezzo rispetto al suolo.

Il cavo coassiale impiegato per collegare l'antenna all'apparato non è un elemento fondamentale, data la minima lunghezza richiesta. Come già detto, esso assumerebbe un'importanza notevole nel caso di installazione di un posto fisso.

È comunque indispensabile che il cavo sia della appropriata impedenza, che nel nostro caso è quasi sempre 50 Ω. Infatti un'antenna in $\lambda/4$ riferita ad un perfetto piano di massa presenta una resistenza di radiazione di 36 ohm. Questa circostanza però si verifica assai raramente (caso delle antenne del tipo Ground plane), per cui il contrappeso dovuto alla carcassa del veicolo modifica la resistenza di radiazione del dipolo elevandola, appunto a valori prossimi ai 50 ohm.

Antenne diverse esigeranno cavi diversi, oppure un appropriato adattamento di impedenza eseguito caso per caso.

Supposto comunque che si impieghi cavo da 50 ohm, sarà consigliabile montare il cavo RG 8/U o simili, però specie se si deve simularlo dietro la tappezzeria di una vettura si può impiegare anche l'RG 58/U che, a parità di impedenza caratteristica, è molto più sottile e anche se ha maggiori perdite esse sono trascurabili, data la esigua lunghezza di cavo richiesta.

Per fare in modo che l'antenna abbia un buon contatto al piano riportato, sarà necessario asportare la vernice attorno al foro praticato sulla lamiera, in modo che stringendo la ralla o il vitone che regge l'antenna, la calza del cavo risulti a contatto intimo con il piano. Si avrà cura di lubrificare la parte metallica della carrozzeria alla quale è stata asportata la vernice, con grasso ai siliconi sia per assicurare il buon contatto, sia per proteggere la lamiera da inevitabili ossidazioni.

22.5. Posti fissi.

Come già visto nei capitoli precedenti, un posto fisso si differenzia da quello mobile, non per la frequenza o per la potenza, salvo casi speciali, ma soprattutto nel sistema di alimentazione; il posto fisso è quasi sempre alimentato dalla rete, o attraverso una batteria in tampone ad un carica batterie che ne assicura il funzionamento anche durante temporanee interruzioni dell'energia elettrica erogata.

L'antenna è un elemento che nel posto fisso, oltre ad essere collocata molto in alto, può assumere fogge diverse del $\lambda/4$, allo scopo di aumentarne il rendimento oppure di correggere il diagramma di radiazione.

Come si vede un posto mobile può agevolmente diventare un posto fisso senza dover ricorrere ad alcuna variante.

Ora però entra in gioco la lunghezza del cavo di antenna con le sue inevitabili perdite, per cui può darsi che sia più opportuno installare il radiotelefono in soffitta o in sottotetto, accorciando così la lunghezza del cavo coassiale in modo da non perdere eccessiva potenza in trasmissione.

Scelta questa soluzione, diventa evidente che le caratteristiche del radiotelefono dovranno cambiare, a meno che l'operatore non svolga le conversazioni in soffitta. Ecco allora l'opportunità di installare un radiotelefono telecomandato. A questo modo tutto l'apparato sarà posto in soffitta o comunque nelle vicinanze dell'antenna, mentre i comandi, se non tutti almeno i principali, e il microtelefono, o più spesso il microfono e l'altoparlante, vengono ripetuti a distanza e raggruppati in una consolle di buon aspetto estetico, che non sfiguri in un locale adibito ad ufficio (vedi il paragrafo sui telecomandi). Questa consolle sarà collegata all'apparecchio principale mediante un cavo multiplo, generalmente fornito dal costruttore dell'apparato, poichè dovrà avere caratteristiche particolari come sezioni di conduttori e schermature.

Le schermature del cavo possono anche essere evitate se le vie riservate alle BF sono a bassa impedenza, inoltre se i ritorni di massa avvengono per proprio conto. Nei casi infine dove le tratte superino i 100 metri, sarà necessario collegare in parallelo più fili tra loro, in modo da diminuire le resistenze, soprattutto per i ritorni di massa.

Scelto il tipo di antenna da installare, essa verrà montata nel suo sostegno avendo cura che tutte le parti metalliche siano elettricamen-

te collegate tra loro ed infine tutto il sistema sia collegato ad una efficiente messa a terra attraverso una corda di rame, in modo da proteggere l'impianto e soprattutto l'operatore da eventuali folgorazioni.

In tutte quelle località dove si verificano frequentemente fenomeni statici, soprattutto temporali, come in montagna o in certe zone marine e infine nei natanti dove il dipolo radiante è a portata di mano, sarà opportuno montare antenne con radiatore a massa.

23. Messa a punto delle antenne sul mezzo

Si è già detto al paragrafo « antenne » che un'antenna, specie se complessa, viene messa a punto dal costruttore, il quale poi stabilirà i criteri da seguire affinchè, anche dopo posta in opera, l'antenna presenti ancora le sue caratteristiche riscontrate in laboratorio.

È necessario comunque controllare, quando si monta un'antenna, che il suo adattamento sia buono e quindi che l'energia RF venga trasferita al carico. In altre parole che non vi siano onde stazionarie nel cavo.

Il cattivo adattamento può essere dovuto a diverse cause: la prima naturalmente da prendere in esame è il carico e cioè l'antenna, che può essere mal fatta oppure risuonare su una frequenza diversa.

La seconda causa si può attribuire al cavo, che può essere di qualità scadente o di impedenza diversa da quella richiesta.

Infine vi può essere discontinuità di impedenza nel cavo stesso, interruzione o cortocircuito e questo è un caso che riguarda soprattutto la manutenzione delle antenne.

Per controllare se c'è adattamento da parte del cavo o dell'antenna vi è un metodo, che però si adotta generalmente in laboratorio poichè richiede una strumentazione adatta. Questo metodo consiste nella misura con la linea di ritardo.

La linea di ritardo è costituita da uno spezzone di buon cavo coassiale, lungo almeno 50 metri e della stessa impedenza del cavo o dell'antenna che si vuol misurare. Disponendo la misura come nello schema a blocchi di fig. 6.1, si invierà alla linea di ritardo un segnale RF vobbulato, avendo cura che anche il generatore abbia la

stessa impedenza della linea, ad es. 50 ohm. Se riveliamo il segnale RF inviato al cavo, vedremo all'oscilloscopio una serie di riflessioni tanto più fitte quanto più lunga sarà la linea di ritardo.

Se infine chiudiamo la linea alla sua estremità con un carico di 50 ohm non induttivo, le riflessioni spariranno dimostrando così che la linea è perfettamente adattata tra il generatore e il carico, su tutta la gamma esplorata.

Il fenomeno per cui si vede all'oscolloscopio una serie di riflessioni è abbastanza facilmente spiegabile. Se un generatore vobbulato invia un segnale su una linea non adattata, avverrà che il segnale stesso verrà rimbalzato all'indietro (riflesso) con un tempo proporzionale al ritardo introdotto dalla linea.

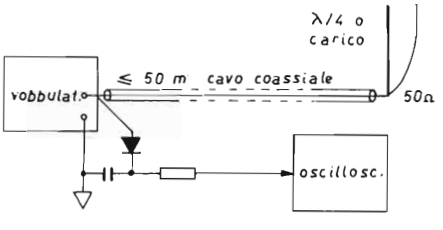


Figura 6.1

Disposizione a blocchi per la messa a punto di un'antenna a mezzo linea di ritardo.

Al suo ritorno il segnale trova che il vobbulatore ha già cambiato frequenza, per cui avverrà un battimento tra la frequenza generata prima, e quindi ritardata, e quella generata in quell'istante.

In ogni istante parte il segnale e contemporaneamente un altro segnale ritorna indietro ritardato, per cui si creeranno battimenti successivi tali da formare una serie di sinusoidi che si ripetono all'infinito.

Se la linea di ritardo è adattata cessano le riflessioni e con esse il fenomeno di battimento.

Ora si prova a sostituire il carico da 50 ohm con un'antenna tagliata per una certa frequenza. A questa frequenza l'antenna presenta un carico puramente resistivo di 50 ohm, mentre sopra e sotto tale frequenza essa si comporterà come una reattanza che da induttiva diventerà capacitiva, e che ha un valore diverso da quello offerto dalla linea di ritardo. Come risultato si vedrà all'oscilloscopio un minimo di onde stazionarie in corrispondenza della frequenza per cui

l'antenna fa vedere alla linea i 50 ohm, mentre sopra e sotto tale frequenza vi sarà disadattamento, visibile in fig. 6.2 C, mentre la 6.2 A mostra le onde stazionarie della linea aperta o in cortocircuito e la 6.2 B le onde stazionarie della linea chiusa sul suo carico esatto.

Figura 6.2. - Immagini oscillografiche del comportamento di una linea di ritardo. *A*: Aperta o in c.c. *B*: Linea adattata su carico resistivo. *C*: Adattamento mediante antenna o circuito oscillatorio.

Con la stessa procedura si potrà controllare qualunque spezzone di cavo, terminandolo sulla sua impedenza caratteristica, sia dal lato del generatore che da quello corrispondente all'estremità opposta del cavo preso in esame.

Nel caso più frequente il generatore avrà l'uscita a 50 ohm e quindi, dovendo provare un cavo, da 75 ohm, sarà necessario adattare il generatore al cavo attraverso opportuno adattatore in modo che il generatore e il cavo vedano rispettivamente 50 e 75 ohm (fig. 6.3). Analogamente al generatore, anche l'estremità opposta del cavo in

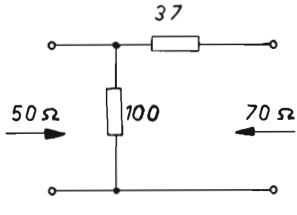


Figura 6.3

Adattamento di impedenza resistivo 50/70 ohm. La perdita di inserzione dell'adattatore è di circa 6 dB

esame dovrà essere terminata con 75 ohm. Cavi, adattatori, generatore e carico, dovranno essere innestati con bocchettoni coassiali, al fine di non avere forti disadattamenti di impedenza. I carichi dovranno essere antiinduttivi, costituiti ad esempio da resistori ad impasto.

Le antenne a stilo impiegate sui mezzi mobili vengono fornite abbastanze lunghe tanto da coprire l'estremo più basso della gamma di lavoro. Ovviamente quando verrà assegnata la frequenza ad un radiotelefono, essa corrisponderà ad una frequenza più alta dell'estremo inferiore, pertanto sarà necessario accorciare lo stilo fino a farlo risuonare. Con il metodo della linea di ritardo è possibile vedere a quale frequenza risuona l'antenna, quindi accorciandola sarà possi-

bile ottenere il minimo di onde stazionarie sulla frequenza desiderata. Ciò sta ad indicare che l'antenna presenta 50 ohm alla base e quindi trasferisce buona parte della potenza RF emessa dal trasmettitore.

È possibile inoltre giudicare approssimativamente se la banda su cui l'antenna mantiene l'adattamento è larga o stretta e quindi giudicare se l'antenna stessa è in grado di operare su diverse frequenze senza bisogno di ritocchi. Inoltre è possibile vedere il rapporto di onde stazionarie (ROS) facendo un rapporto tra il minimo ottenuto in risonanza e le onde stazionarie presenti sulla linea quando essa è aperta.

Un secondo metodo per controllare l'adattamento di un'antenna è quella del riflettometro, del quale parleremo diffusamente in appendice.

Il riflettometro è uno strumento prezioso poichè permette di effettuare due tipi di misure. Anzitutto si può misurare la potenza resa del trasmettitore giudicandone così lo stato di efficienza. Rovesciando il senso dello strumento, cioè collegando l'ingresso al posto dell'uscita e viceversa, si può leggere la potenza RF riflessa.

Dal rapporto di queste due misure si può determinare il ROS, ma soprattutto da questa seconda misura si può determinare l'adattamento dell'antenna poichè se non vi è RF riflessa vuol dire che l'antenna ha i 50 ohm richiesti, irradiando così la massima potenza.

TABELLA VI.

ROS	Coeff. riflessione
1,0	—,0 %
1,5	20,0 »
2,0	33,0 »
3,0	50,0 »
5,0	67,0 »
9,0	80,0 »
∞	100,0 »

La tabella VI illustra la relazione fra il ROS e il coefficiente di riflessione.

Si può anche dire che quando la linea è perfettamente adattata il coefficiente di riflessione è uguale a zero, mentre quando è aperta oppure in cortocircuito il coefficiente è uguale a 100.

Lo strumento di regola deve segnare un massimo per l'onda incidente e un minimo per quella riflessa. Quando si ha un'onda riflessa un po' alta si può procedere all'accorciamento del dipolo fino ad ottenere un minimo. Vi sono dei casi dove non si trova mai l'annullamento dell'onda riflessa, specialmente nei motocicli.

Questo fatto è dovuto al contrappeso insufficiente o a qualche elemento metallico nelle vicinanze del dipolo, cosa questa che modifica sostanzialmente le caratteristiche fondamentali del dipolo rispetto alle condizioni in spazio libero.

Il riflettometro è perciò un buon aiuto del tecnico installatore in quanto gli permette di controllare se le cose sono state fatte bene sia per quanto riguarda cortocircuiti del cavo che per interruzioni dello stesso cavo, oltre alle misure di ROS avanti citate.

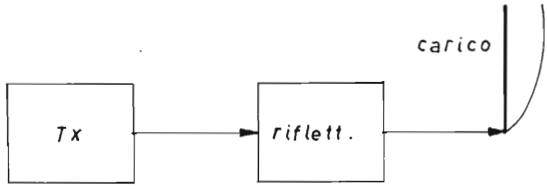


Figura 6.4. - Misura dell'adattamento di un'antenna con riflettometro.

La disposizione della misura con il riflettometro è illustrata in fig. 6.4, salvo che in pratica lo strumento, data la provvisorietà della misura, verrà inserito ad una delle due estremità del cavo coassiale che collega il radiotelefono con l'antenna.

Le misure fatte sull'antenna in trasmissione saranno poi valide anche in ricezione, poichè anche l'ingresso del ricevitore è generalmente previsto per un'impedenza di 50 ohm.

Per le antenne a stilo non è possibile stabilire a priori la lunghezza in funzione della frequenza, poichè la dimensione è legata alla sezione del conduttore costituente lo stilo stesso ed alla conduttività del materiale impiegato. Infatti oltre agli stili in acciaio, vi sono pure delle fruste in « fiberglass » che è un materiale ricavato dalle fibre di vetro, mentre nel loro interno è posto un filo di bronzo fosforoso. A causa del filo sottile e della presenza delle fibre sovrapposte ad esso, l'antenna avrà un fattore di velocità minore che in un conduttore metallico rigido, risultando perciò più corta di esso.

Molto spesso il costruttore correda ogni tipo di antenna con un grafico che permette di tagliare lo stilo in funzione della frequenza cui si vuol farlo risuonare.

Per le antenne degli impianti fissi si controllerà il ROS solo per assicurarsi che il cavo sia stato correttamente posto in opera, poichè l'antenna utilizzata sarà già stata messa a punto, e quindi, anche in opera, dovrebbe mantenere le sue caratteristiche. Non sarà necessario portarla in risonanza poichè essa sarà, nel maggiore dei casi, adattata su tutta la banda, come dimostra il ROS dell'antenna illustrata in fig. 5.5.

Citeremo per completezza anche un terzo metodo di messa a punto delle antenne. Esso consiste nell'aggiustare la lunghezza di un elemento radiante con l'ausilio di un misuratore di campo o ricevitore idoneo, regolandosi per la massima lettura.

Le misure di messa a punto sul campo ricevuto sono però più difficoltose e quindi meno usate. Lo scoglio principale è rappresentato dall'influenza delle persone o degli ostacoli vicini all'antenna che possono falsare la misura.

24. Messa a punto e manutenzione degli apparati

Le due voci, messa a punto e manutenzione, sono state unificate in un solo paragrafo, poichè le due cose si equivalgono. Infatti, sia la messa in passo della frequenza che i controlli relativi alla potenza erogata dal trasmettitore, nonchè la sensibilità del ricevitore, sono misure che è necessario fare tanto quando si installa per la prima volta un collegamento radio, sia quando si controllano periodicamente gli apparati.

Si procederà pertanto nel modo seguente:

1) Assicuratisi della giusta polarità della batteria di alimentazione, si accenderà il radiotelefono, dopo aver posto il regolatore di volume a mezza corsa e il silenziamento (squelch) escluso. Entrerà subito in funzione il ricevitore e ce ne potremo accorgere dal caratteristico fruscìo in altoparlante, se l'apparecchio è del tipo FM, oppure da disturbi di natura statica se del tipo AM.

2) Si passa in trasmissione dopo aver inserito un riflettometro tra il cavo coassiale e l'antenna, come già spiegato nel paragrafo precedente. Si dovrà leggere la potenza erogata dal trasmettitore nella posizione diretta e nessuna potenza nella posizione riflessa. Se ciò non succede, si agisce come spiegato in precedenza.

3) Si ripetono le operazioni 1) e 2) con eventuali altri mezzi, nonchè con il posto fisso.

4) Ci si assicura con un contacicli o altro mezzo idoneo che la frequenza di trasmissione del posto fisso sia esattamente quella avuta in concessione e, se così non fosse, si regola la capacità variabile in serie al quarzo di canale fintanto che si è portata la frequenza al valore corretto.

Su questo punto è utile qualche considerazione: nelle apparecchiature FM per uso civile la canalizzazione è ± 5 kHz, perciò è neccessario centrarsi con la frequenza per non interferire ed essere a nostra volta interferiti dai canali adiacenti. Inoltre modulando al 100 % o con il compressore in funzione, cioè con un indice di modulazione ± 5 kHz di Δf, occuperemo tutto il canale assegnato.

Ad una imperfetta centratura della frequenza va aggiunto lo slittamento dovuto alla variazione termica del quarzo durante l'esercizio ed infine lo spostamento dovuto all'invecchiamento del quarzo stesso. L'invecchiamento è la ragione principale per cui è necessario almeno una volta l'anno controllare l'esattezza della frequenza, ricentrandola se occorre.

Con lo stesso metodo del contacicli si controllerà la frequenza dell'oscillatore di prima conversione del ricevitore, che sarà uguale a quella del trasmettitore più o meno il valore di media frequenza adottato. Se poi si misura la frequenza all'origine, cioè sul quarzo stesso, troveremo una frequenza divisa per due o per tre ecc., secondo quante volte è stata moltiplicata per arrivare al suo valore finale.

Nella prima messa a punto di un collegamento radio si può procedere al controllo della frequenza, analogamente a quanto si è fatto per i posti fissi, anche per i mezzi mobili, mentre per la manutenzione, essendo estremamente scomodo adoperare un contacicli, si procederà come segue: si apra il cofano del radiotelefono da controllare e si faccia funzionare il ricevitore.

Per i sistemi AM si inserirà un tester da 20.000 ohm/V regolato su 2 V fondo scala o meno, tra la massa dell'apparecchio e la sonda relativa al rivelatore e dopo aver mandato in trasmissione il posto fisso, si ritocchi la frequenza del quarzo dell'oscillatore del ricevitore da mettere in passo, fino ad ottenere la massima lettura sullo strumento. Raggiunto il massimo si è sicuri di essere centrati con la frequenza del trasmettitore.

Nei sistemi FM invece, il tester andrà sulla sonda del discriminatore e la portata dello strumento sarà di 100 mV fondo scala.

Siccome le tensioni sviluppate nel secondario del discriminatore sono contrapposte, ne risulta che per una perfetta centratura si leggerà sullo strumento una tensione nulla, che diventerà invece positiva o negativa quando ci si sposta dalla perfetta sintonia.

Sarebbe più opportuno impiegare uno strumento con zero centrale, però in mancanza d'altro si può di volta in volta invertire la polarità del tester in dotazione.

Per ottenere lo zero nel discriminatore sarà necessario ancora andare in trasmissione con il posto fisso e regolare la capacità di correzione del quarzo, relativo all'oscillatore del ricevitore in prova. Per successivi spostamenti si otterrà lo zero.

Per mettere in passo il trasmettitore del posto mobile sia nei sistemi AM che in quelli FM, dato che fa fede sempre la frequenza del posto fisso precedentemente controllata con il contacicli, si invertiranno le misure, cioè si andrà sulla sonda del rivelatore AM o discriminatore FM, secondo il tipo di trasmissione, del ricevitore del posto fisso e mandando in trasmissione il posto mobile si regola la frequenza del trasmettitore mobile stesso fino a leggere il massimo o lo zero rispettivamente per l'AM o l'FM nella sonda del ricevitore fisso.

Fatte queste operazioni il radiotelefono mobile è in passo con il posto principale. Si procederà perciò alla messa in passo di altri posti mobili, sicchè, dopo tale operazione essi risulteranno automaticamente in passo anche tra loro.

25. Prove di collegamento

Il collegamento tra un posto fisso e il mezzo mobile non sempre avviene in condizioni di campo sufficiente, specie dentro l'agglomerato cittadino. Questo a causa degli inevitabili assorbimenti del segnale dovuti al cemento armato, ai cavi della luce elettrica e dei mezzi filotranviari.

È necessario pertanto effettuare prove di collegamento per conoscere le eventuali zone morte e poi decidere se il collegamento è possibile in tutte le zone percorse, oppure se è necessario aumentare il campo in qualche direzione.

Spesso il posto fisso si trova decentrato rispetto alla zona da servire, per cui in una determinata direzione è necessario effettuare collegamenti più lunghi che nella direzione opposta.

Si può inoltre verificare il caso che in una data direzione vi sia maggior assorbimento che in altre direzioni, a causa della presenza di un gasometro, di una fabbrica, di un nodo ferroviario, ecc. In questi casi si può rendere necessario l'impiego di una maggiore potenza che, date le limitazioni a 10 W, bisognerà ricercare sul guadagno dell'antenna.

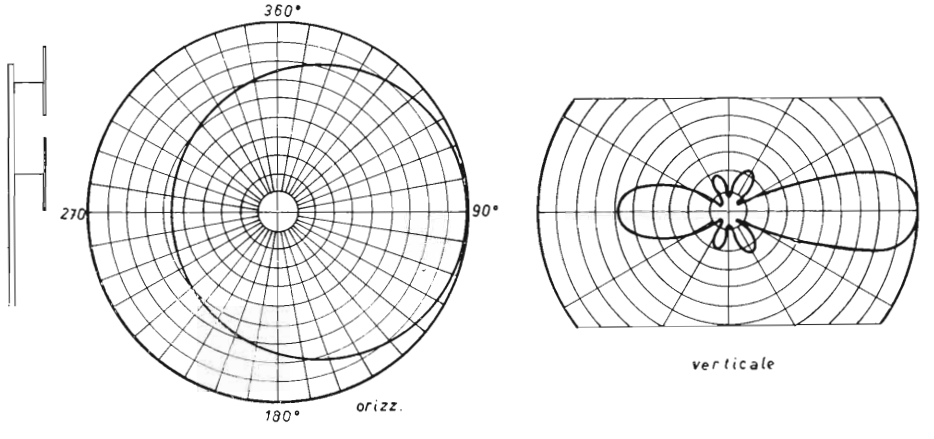


Figura 6.5. - Diagramma di radiazione di un'antenna collineare.

Si trovano in commercio antenne con diagramma di radiazione a cardioide, oppure omnidirezionali asimmetriche e cioè, antenne che pur essendo omnidirezionali, guadagnano qualche dB nella direzione di puntamento, perdendo ancora qualche dB nella direzione opposta. Si tratta di antenne per lo più a due elementi del tipo Yagi poste in polarizzazione verticale, oppure antenne ad un solo elemento, montate a fianco del loro palo di sostegno il quale funge da elemento parassita.

La scelta oculata di questi tipi di antenne molte volte risolve il problema delle zone morte.

La fig. 6.5 illustra appunto il diagramma di radiazione di un tipo di antenna descritto più sopra.

Si è detto, all'inizio di questo paragrafo, che occorre effettuare

prove di collegamento, per saggiare a grandi linee l'entità del campo ricevuto nei due sensi. La prova si effettua servendosi di un radiotelefono montato su un mezzo mobile, proprio come se si dovesse svolgere traffico radio. Ci si muoverà in diverse direzioni, mantenendo sempre il contatto con il posto principale. Purtroppo quasi sempre si troveranno alcune zone difficili da collegare e queste zone andranno segnate su una cartina.

Per collegamento difficile si intende quello per cui l'intelligibilità è quasi nulla sia perchè il rapporto segnale disturbo è al di sotto dei 20 dB, sia perchè a questi livelli il limitatore comincia a funzionare male, per cui i disturbi di natura urbana si fanno sentire notevolmente, compromettendo la comprensibilità del messaggio. Questi dati si riferiscono ai sistemi FM; i sistemi AM si comporteranno ancora peggio. Per fortuna questi ultimi riguardano altri servizi, per cui sono in parte favoriti non operando in zone a forte densità urbana.

Ritornando perciò all'FM, si misurerà l'intensità di campo ricevuto nelle zone difficili, con adatto misuratore di campo oppure più semplicemente controllando il punto al quale lo squelch sblocca la BF del radiotelefono. Infatti il fruscìo ricevuto, attraverso il circuito di silenziamento, è in grado di bloccare la BF del ricevitore. Perciò se arriva una portante debole, essa sarà accompagnata da molto fruscìo che sarà in grado di bloccare il ricevitore.

Si procederà pertanto in laboratorio a vedere, per diversi livelli di segnale di ingresso in antenna del ricevitore a partire da 0,3 ÷ 0,5 μV di f.e.m., quale sarà la posizione di soglia dello squelch, annotando le graduazioni della manopola del silenziamento per cui avviene il blocco del ricevitore a diversi livelli.

Quando si effettuano questi collegamenti di prova si agirà con lo squelch escluso, in modo che esso non escluda i segnali inferiori a quelli per cui è stato regolato. Ogni qual volta si voglia controllare la sensibilità, si ruota la manopola di squelch e si controlla il punto dove avviene il blocco. In quel punto la sensibilità ricevuta sarà uguale a quella annotata in laboratorio.

È logico che per segnali superiori a 1 μV o poco più il segnale sarà così forte che lo squelch non blocca più, però in questa regione si sentirà già bene pertanto non sarà più necessario effettuare delle misure.

Non richiedendo alcuna attrezzatura speciale, questo sistema di misura è molto comodo anche durante la manutenzione per controllare l'eventuale desensibilizzazione del ricevitore.

Anche la centratura della frequenza del ricevitore si può fare senza strumenti, quando è necessario intervenire di emergenza su un apparato poco sensibile. È necessario effettuare questi interventi lontano dal posto fisso, in modo che al ricevitore da centrare arrivi un segnale al di sotto del microvolt. Si chieda al posto fisso di andare in trasmissione e di modulare contando lentamente una serie di numeri. Nei ricevitori AM si regolerà l'oscillatore di prima conversione, se il ricevitore è a doppia conversione, fino ad ottenere il massimo segnale e la migliore intelligibilità. Per i ricevitori FM si regolerà la frequenza dell'oscillatore come per l'AM, ma facendo attenzione oltre che al massimo segnale, anche alla minima distorsione. È noto infatti che spostandosi verso le punte della curva del discriminatore si ha notevole distorsione a causa della non linearità del sistema rivelatore.

Nel caso che con questa procedura il ricevitore non migliori la sua sensibilità, sarà conveniente smontarlo dal mezzo e sottoporlo ad un esame in laboratorio, per determinare le cause della scarsa sensibilità.

26. Cause di guasti

Il transistore è un elemento che si esaurisce come tutte le cose di questo mondo, però non sappiamo ancora quanto lunga sia la sua vita, la quale comunque è molto superiore a quella dei tubi elettronici. Possiamo dire che i transistori hanno durata illimitata se si pensa che prima che essi si esauriscano il radiotelefono sarà superato da modelli più recenti e qualificati.

Quando un ricevitore a transistori si desensibilizza non pensiamo perciò a transistori esauriti, ma a transistori danneggiati da imperizia di impiego o da cause esterne.

Può darsi che uno stadio d'ingresso a transistori sia stato sovraccaricato da una sorgente RF troppo vicina oppure da scariche atmosferiche, per cui la base del primo transistore si è degenerata. Una misura del guadagno RF del primo stadio ci darà l'esatta idea dello stato del transistore, che eventualmente andrà sostituito.

Un altro caso di desensibilizzazione può essere dovuto a disallineamento dei circuiti di media frequenza, che per loro natura sono

molto complessi, data la forte selettività richiesta. Peraltro, con i moderni filtri di media frequenza a quarzo o ceramici anche questo inconveniente è scongiurato, aumentando così l'affidabilità degli apparati.

L'alta frequenza, pur essendo anch'essa una causa di desensibilizzazione, ha effetti meno importanti che non la media, essendo a banda piuttosto larga. Il grado di iniezione dell'oscillatore sul mescolatore è molto importante poichè determina il guadagno di conversione (vedere fig. 2.1) e il tasso di fruscìo, che evidentemente influisce sul rapporto segnale disturbo.

Trattandosi infine di mezzi mobili, assoggettati quindi ad una continua sollecitazione meccanica, c'è da considerare anche l'avaria di qualche componente o una imperfetta saldatura.

Altra causa di danneggiamento dei transistori è la inversione di polarità della batteria. Essa può interessare tutta la catena di transistori, se l'apparato è previsto per 12 V diretti, mentre si limiterà ai soli due transistori del transverter quando l'apparato è previsto per due tensioni: 6 ÷ 12, o 12 ÷ 24 V, oppure quando esso è impiegato con apparati che dispongono del positivo o negativo a massa indifferentemente. Comunque in tutti gli apparati dove è presente il transverter che trasforma la tensione di batteria in una tensione ancora a 12 volt stabilizzati, se erroneamente venisse scambiato il positivo con il negativo si danneggeranno i due transistori del transverter, che così non funzionerà, salvando tutta la catena da esso alimentata.

Il trasmettitore è invece più favorito, poichè esso entra in funzione in una fase successiva e cioè quando già il ricevitore funziona, pertanto un'eventuale anomalia di funzionamento sarà stata riscontrata subito dopo l'accensione dell'apparecchio.

Anche la taratura del trasmettitore è meno sensibile all'invecchiamento causato dall'uso, poiché dovendo i circuiti trasferire potenza essi saranno abbastanza accoppiati da consentire una banda passante sufficientemente larga. Quindi una riduzione della potenza resa in trasmissione è da ricercarsi principalmente nel disadattamento del circuito di uscita con l'antenna oppure nelle cambiate caratteristiche dell'antenna stessa dovute all'invecchiamento dei suoi componenti, compreso il cavo coassiale entro il quale può essersi infiltrata acqua.

I quarzi di canale possono essere cause di mancato funzionamento sia in trasmissione che in ricezione. Infatti, nel tentativo di variare la frequenza di funzionamento può darsi che i quarzi disinneschino per insufficiente capacità di accoppiamento o perchè vengono a lavorare forzatamente in un punto che non è più quello di risonanza

o antirisonanza rispettivamente per gli oscillatori del tipo serie o del t'po parallelo.

Nei ripetitori è importante che la sensibilità del ricevitore sia ottima. Infatti una riduzione della sensibilità comporta naturalmente una riduzione del fruscìo. Solitamente, soprattutto nei sistemi FM, è proprio il fruscìo che fa agire il dispositivo di silenziamento, mentre la portante (assenza di fruscìo) determina lo sblocco della BF del ricevitore.

Nei ripetitori lo sblocco della BF avviene a mezzo di un relé, mentre un secondo scambio del relé stesso fa andare in trasmissione l'apparato ripetitore. Per questa ragione tale dispositivo è chiamato « relé di portante ».

È facile intuire ora che se il ricevitore non ha sufficientemente fruscìo è come se arrivasse una debole portante, per cui il relé di portante si sbloccherà, mandando in trasmissione l'apparato ripetitore. In simili condizioni tutto il servizio sarà interrotto, o quasi, poichè tutti gli apparati dipendenti dal ripetitore rimangono bloccati dalla sua portante, mentre eventuali segnali ricevuti dal ripetitore saranno deboli e disturbati a causa della scarsa sensibilità del ricevitore.

Tutte le altre cause di avaria dei radiotelefoni rientrano nelle normali cause di guasto degli apparecchi radio, pertanto su esse rimandiamo il lettore ad altre opere che trattino quest'argomento.

27. Misure

27.1. Norme di collaudo.

Nel nostro Paese non esiste ancora una codificazione dei termini di misura per radiotelefoni, anche se sulla scorta di termini stranieri si sta preparando qualcosa anche da noi. Perciò ci riferiremo alle norme straniere, soprattutto a quelle americane, inglesi, francesi, ecc.

Diremo subito che queste norme non sono da considerare assolute nei loro termini, poichè rappresentano solo dei minimi accettabili che, secondo esigenze particolari — quali quelle militari — possono essere migliorati dove è richiesto.

Innanzi tutto vi sono norme ministeriali cui bisogna attenersi ogni qual volta si realizza un radiotelefono. Infatti qualunque nuovo radiotelefono, piccolo o grande che esso sia, dovrà essere omologato dal Ministero delle Poste e Telecomunicazioni, il quale dà il suo nulla osta se l'apparecchio risponde ai requisiti cui abbiamo accennato e che sono stati a suo tempo pubblicati nella Gazzetta Ufficiale (Supplemento 175 G.U. 14 luglio 1967) in modo che ogni costruttore possa prenderne visione.

Per la verità, al Ministero interessano solo alcune misure e tutte riferite al trasmettitore. Queste misure si riferiscono alla potenza RF, alle spurie del trasmettitore, alla banda BF e relativo compressore del modulatore, nonchè alla stabilità della frequenza nell'intervallo di temperatura che va da — 10° a + 50° C.

Come si vede, tutte misure intese a salvaguardare i canali adiacenti da interferenze causate da slittamenti di frequenza, da spurie fuori canale e infine dalla banda BF, che può generare canali troppo larghi.

Per quanto riguarda i ricevitori, sarà il cliente che avrà esigenze più o meno modeste secondo il tipo di servizio che deve svolgere, mentre il Ministero PPTT sarà meno preoccupato della irradiazione dei ricevitori a transistori rispetto a quelli a valvole, dato che le conversioni avvengono a livelli fino a 40 dB più bassi delle conversioni a valvole.

Le apparecchiature della Marina Mercantile devono inoltre subire altre prove, soprattutto climatiche, come il caldo umido fino al 90 % di umidità relativa, la prova di gocciolamento, la stabilità di frequenza sotto oscillazione pendolare, la prova al banco vibratorio, ecc. Prove che sono richieste sempre dallo stesso Ministero.

Le apparecchiature militari invece non dipendono dal Ministero PPTT. Pertanto Esercito, Marina, Aviazione, Interni (Polizia, Carabinieri, Vigili del fuoco), compilano i capitolati con precise norme, che di solito vanno molto al di la di quelle civili, soprattutto per il numero dei canali, che attualmente vanno dai 12 ai 16, però si prevede che in seguito diventeranno ancor più. Già la Marina Mercantile chiede 28 canali, mentre l'Aviazione impiega 360 e più canali, ottenibili con l'impiego dei sintetizzatori. Per tali apparecchiature:

1) La selettività e le spurie nei ricevitori possono raggiungere livelli di 100 dB di attenuazione, contro i 50 ÷ 70 richiesti nei ricevitori professonali per impiego civile.

2) La sensibilità può raggiungere i 26 dB di rapporto segnale/disturbo per un microvolt di f.e.m. in antenna, mentre le norme ministeriali chiedono un minimo di 12 dB sempre per la stessa sensibilità.

3) La banda BF è generalmente più larga.

Prendiamo come esempio le caratteristiche di un radiotelefono per impiego civile di costruzione danese, che soddisfa a norme rispondenti a caratteristiche medie piuttosto serie.

Trasmettitore:	
Potenza RF in antenna	10 W
Modulazione	di fase con preenfasi di 6 dB per ottava da 300 a 3.000 Hz
Spurie e radiazione armonica	20 μW o meno
Ricevitore:	
Sensibilità	1,0 μV di f.e.m. 12 dB S + N + D/N + D
Silenziamento	0,6 μV f.e.m. sblocca
Selettività al canale adiacente . . .	70 dB o più
Attenuazione immagine e spurie . .	75 dB o più
Intermodulazione	60 dB o più
Potenza di uscita BF	2 W
Distorsione a 1.000 Hz	3 % a 2 W
Risposta di frequenza	— 6 dB per ottava da 300 a 3.000 Hz
Alimentazione	6/12 oppure 12/24 V
Frequenze su cui è possibile sintonizzarsi	152 ÷ 174 MHz
Impedenza di antenna	50 Ω
Stabilità della frequenza da — 15° C a 50° C	3 kHz o migliore
Massima deviazione di frequenza . .	± 5 kHz
Massima larghezza di banda . . .	800 kHz

Come si vede l'apparecchio è del tipo FM, però i trasmettitori seguono gli stessi criteri di misura validi per l'AM, se escludiamo il modulatore.

Il Ministero PPTT richiede per i trasmettitori civili ad uso mobile non più di 10 W RF, esclusi quelli della Marina per i quali sono previste potenze anche superiori, come 15 o 20 W secondo la stazza del natante. Chiede inolte che i segnali armonici o spuri del trasmettitore stiano al di sotto dei 25 μW, che riferiti ai 10 W RF corrispondono ad una attenuazione di 56 dB arrotondati a 60 dB. Infine la stabilità della frequenza del quarzo deve essere contenuta entro ± 20 Hz per MHz da — 10° a + 50° C e cioè per ± 30° C rispettto ad una temperatura ambiente di 20° C.

27.2. Misure in trasmissione.

27.2.1 Potenza.

La prima, e senz'altro la più significativa misura che si fa in trasmissione è la potenza RF. Questa misura verrà eseguita nel seguente modo: si chiuderà l'uscita del trasmettitore su un carico di appropriata resistenza (es. 50 ohm). Questa resistenza non è una resistenza qualunque, poichè il suo valore deve rimanere invariato a qualunque frequenza ed inoltre dovrà essere dimensionata in modo da non cambiare di valore a causa dell'eccessiva dissipazione termica. A tale scopo la resistenza viene montata in bagno d'olio, oppure con una serie di alette di raffreddamento a circolazione d'aria naturale.

Mediante una testina passante si collegherà un voltmetro RF nelle immediate vicinanze del carico, che essendo puramente resistivo permette la determinazione della potenza, applicando la relazione $W = V^2/R$.

L'esattezza della misura della potenza RF è ancora oggi fonte di discussioni, data l'impossibilità di controllare con mezzi semplici l'esattezza del carico alle diverse frequenze. Inoltre i voltmetri elettronici sono strumenti costruiti per rivelare solitamente tensioni di cresta, mentre sono tarati in valore efficace. Ne risulta che se la portante contiene residui di modulazione di ampiezza dovuti a scarso filtraggio o a transistori di transverter, il voltmetro in questione ne indicherà il picco, per cui sembrerà che il trasmettitore eroghi una potenza più alta di quella realmente sviluppata (fig. 6.6). Si ricorrerà allora all'analisi mediante oscilloscopio, quando è possibile, oppure si impiegheranno rivelatori a valore efficace.

I carichi esistenti in commercio, dotati di strumento incorporato, sono appunto studiati per eliminare tale inconveniente. Infatti impiegano diodi rivelatori montati per dare valore efficace.

Anche le armoniche e le spurie possono falsare la misura della potenza, in quanto il carico, che è aperiodico, sommerà tutta la potenza ad esso applicata senza discriminazione alcuna della frequenza.

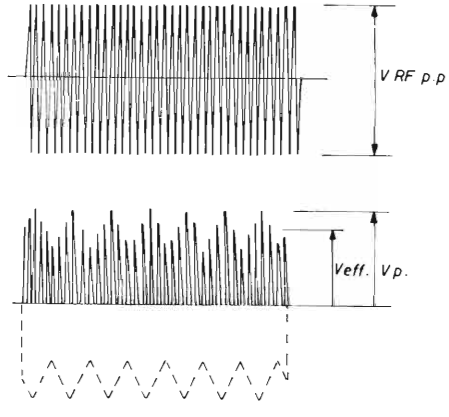


Figura 6.6

Un voltmetro che sente la tensione di picco darà letture maggiori di quelle esistenti in realtà come valore efficace. Ricavando la potenza (V^2R) con una tensione modulata da ronzìo si otterranno potenze superiori a quelle realmente erogate dal trasmettitore.

Infatti 10 W RF con un contenuto di seconda armonica del 20 % corrisponderà a 9,6 W in fondamentale e 0,4 watt in seconda armonica.

È superfluo dire che prima di effettuare la misura della potenza è necessario assicurarsi che la tensione di batteria sia del valore nominale prescritto.

27.2.2. Spurie.

Nel primo capitolo si è parlato di spurie, del modo con cui si producono e come si sopprimono. Parleremo perciò ora solo del modo con cui si effettua la misura.

La misura delle spurie in trasmissione si effettua con un voltmetro selettivo, che in sostanza è un ricevitore a sintonia continua il cui ingresso, solitamente 1 μV su 50 ohm, mantiene la sensibilità costante in tutto l'arco della sintonia. Un attenuatore incorporato permette di ridurre la tensione applicata fino a 120 dB.

Si disponga la misura come indicato sullo schema a blocchi di fig. 6.7. Il trasmettitore verrà accoppiato al carico attraverso un attenuatore passante, il quale permette di trasferire al carico stesso tutta la potenza del trasmettitore, prelevandone una porzione da inviare al voltmetro selettivo. Questa attenuazione è necessaria per non saturare l'ingresso del voltmetro. Inoltre è conveniente che l'attenuatore si trovi vicino al trasmettitore in modo che la tensione RF che viaggia sul cavo che la porta al voltmetro, sia di livello il più basso possibile. Il cavo stesso sarà bene che sia a doppia schermatura per non captare eventuali campi RF dispersi dal trasmettitore e tali campi, anche se sono di una sessantina di dB sotto il valore massimo, potrebbero falsare la misura. Se possibile, conviene entrare con il voltmetro in una cabina schermata, mentre tutto il resto rimane fuori.

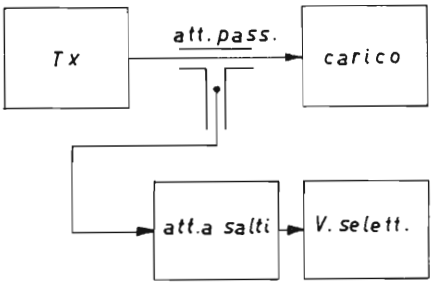


Figura 6.7

Schema a blocchi per la misura delle spurie di un trasmettitore.

Si metta in funzione il trasmettitore e si legga la potenza sul carico. Supposta 10 W tale potenza, si regolerà l'attenuatore a scatti del voltmetro desensibilizzandolo di 80 ÷ 100 dB. Si regola l'attenuatore passante esterno fino a portare a centro scala circa l'indice del voltmetro, dopo averlo sintonizzato sulla portante.

Si stringe la selettività del voltmetro e si cerca immediatamente vicino se vi sono spurie in banda.

Si allarga la selettività per facilitare la ricerca e dopo aver sensibilizzato di almeno 60 dB il voltmetro mediante l'attenuatore a scatti interno, si esplora la gamma sopra e sotto tenendo d'occhio lo strumento del voltmetro. Al di sopra si analizzerà almeno fino alla quinta armonica della frequenza emessa, mentre al di sotto si analizzerà fin dove la frequenza del voltmetro lo consente.

Un sistema più rudimentale di misura delle spurie di un trasmettitore è quello di impiegare un ricevitore professionale al posto del voltmetro selettivo.

Ricordiamo che i livelli che si misurano non sono reali ma arbitrari a causa dell'attenuazione effettuata dall'attenuatore passante. I rapporti di tensione però rimangono invariati ma a livello più basso, sicchè possono essere misurati da un ricevitore senza saturare l'ingresso.

Il ricevitore professionale utilizzato per la misura dovrà essere munito di S meter (misuratore di campo) e con esso, dopo aver escluso il CAS, esploreremo la banda andando anche molto oltre le letture fatte sullo strumento di campo. Tutto il resto del sistema di misura rimane come al caso precedente, tranne un attenuatore a salti disposto all'ingresso del ricevitore per sostituire quello esistente nel voltmetro selettivo.

I livelli annotati saranno infine confrontati con un generatore RF munito di attenuatore tarato. Ad ogni frequenza annotata corrisponderà un determinato livello riferito alla fondamentale, alle armoniche di essa ed ai segnali spuri eventuali.

Inviando al ricevitore i segnali provenienti dal generatore RF si avranno ancora indicazioni sull'S meter che cercheremo di eguagliare a quelle precedentemente annotate, agendo sull'attenuatore tarato del generatore.

Su quest'ultimo attenuatore si potranno leggere livelli i cui rapporti dovranno risultare superiori ai 56 dB e cioè 400.000 volte inferiori al livello della fondamentale, quando la potenza resa dal trasmettitore è dell'ordine dei 10 watt ([1]).

27.2.3. Stabilità.

Si dispone il radiotelefono in una camera termostatica alle cui uscite collegheremo il carico RF e un attenuatore passante. Da questo ultimo si preleverà una porzione di segnale RF da inviare ad un contacicli. Fig. 6.8.

([1]) Siccome sull'attenuatore si leggono tensioni, il rapporto V_1/V_2 dovrà risultare superiore a 1.000 volte (60 dB).

Si farà funzionare il trasmettitore e si rileverà la frequenza di trasmissione alla temperatura ambiente. Si procederà ora ad abbassare la temperatura fino a — 10° e durante tale operazione si terrà il trasmettitore spento per favorire l'abbassamento di temperatura. Solo di tanto in tanto lo si manderà in trasmissione per assicurarsi che l'apparato funzioni e che eroghi potenza.

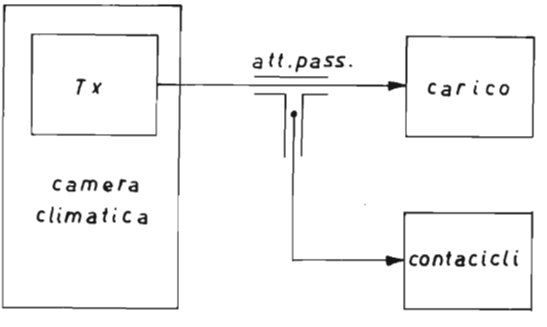


Figura 6.8. - Disposizione a blocchi per la misura della stabilità degli oscillatori.

Raggiunti i — 10° si aspetterà ancora una decina di minuti per assicurarsi che anche le parti più interne del trasmettitore abbiano raggiunta tale temperatura. A questo punto si effettua la misura con il contacicli, e dovrà risultare che la frequenza si è spostata di non più di 20 Hz per MHz, in più o in meno.

Si invertirà ora il processo termico per portare la camera termostatica a + 50° fancendole raggiungere tale temperatura non troppo bruscamente ma in un intervallo di almeno due ore. Si procederà ancora alla misura della frequenza, che non dovrà essersi spostata di più di 20 Hz per MHz in più o in meno.

È raccomandabile cominciare la misura sempre con il freddo per terminare con il caldo, poichè eseguendo il processo inverso ci troveremo a dover estrarre il radiotelefono dalla camera termostatica ad una temperatura di — 10°, sicchè ritornando rapidamente a temperatura ambiente avverrà la condensazione dell'umidità sia sopra l'apparato che dentro di esso, compresi gli induttori.

Si noti che la stabilità prescritta può essere più stretta di 20 Hz per MHz, fino a 10 Hz e talvolta 5 Hz per MHz, secondo le esigenze del servizio. D'altro canto è difficile ai costruttori di quarzi ottenere stabilità di 5 Hz per MHz a meno di ricorrere a quarzi in contenitore termostatico.

Per alcuni servizi infine la stabilità della frequenza di trasmissione può essere più bassa, fino a 50 Hz per MHz, ciò vale ad esempio per i piccoli radiotelefoni portatili, di potenza input inferiore ai 10 milliwatt.

27.2.4. Sensibilità e risposta BF del trasmettitore.

Si disponga la misura come illustrato nello schema a blocchi di fig. 6.9. Andrà sempre inserito il carico RF e l'attenuatore passante dal quale si preleva una porzione di segnale RF da inviare ad un misuratore di Δf.

All'uscita del misuratore si collegherà un oscilloscopio e un distorsiometro.

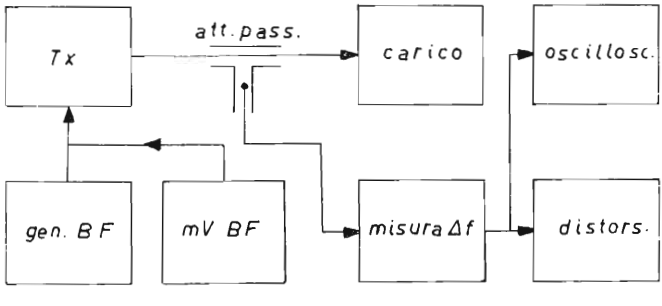


Figura 6.9. - Disposizione a blocchi per la misura della sensibilità e risposta BF del trasmettitore FM.

Tolta la capsula del microfono dal corpo del microtelefono, si introdurrà attraverso i suoi contatti un segnale BF a 1.000 Hz con un livello che può variare da 1 a 20 mV, a seconda della sensibilità dell'ingresso BF del modulatore. Se il generatore non è dotato di strumento indicatore di livello, si collega in parallelo al generatore stesso un millivoltmetro BF.

Dopo aver mandato in funzione il trasmettitore, si ricerca la sua frequenza sul misuratore di Δf, sintonizzandosi nel modo che spiegheremo più avanti.

Si dovrà vedere all'oscilloscopio una forma d'onda sinusoidale rappresentata dai 1.000 Hz rivelati e con distorsione del $5 \div 10$ %, comunque entro i dati dichiarati dal costruttore del radiotelefono.

Essendo il trasmettitore del tipo civile e cioè con banda passante massima di $\pm$ 5 kHz, le condizioni sopra citate si dovranno ritrovare quando il misuratore di Δf denota un indice di modulazione pari ai 2/3 della banda massima consentita e cioè poco più di 3 kHz. Aumentando il livello, oppure aumentando la frequenza BF, il Δf massimo non dovrà mai superare i 5 kHz.

Se ciò non avvenisse, si renderà necessario regolare il compressore e poichè esso agisce anche sulla sensibilità del modulatore, sarà necessario regolare anch'essa. Solitamente i due controlli, di compressione e di sensibilità BF, si trovano all'interno del radiotelefono in modo che siano accessibili solo durante le operazioni di messa a punto.

Aumentando il grado di compressione diminuisce la dinamica, per cui la distorsione si fa sentire prima. Inoltre l'amplificatore del modulatore BF si desensibilizza, perciò il compressore verrà regolato appena al limite.

Ottenuta la forma d'onda richiesta a 1.000 Hz con distorsione buona e 3,3 kHz di Δf, si aumenterà il segnale BF di 10 dB. Il Δf non dovrà superare i 5 kHz e cioè 1,5 volte il livello precedente. La distorsione salirà, poichè il compressore squadra, però all'oscilloscopio le due semionde, superiore ed inferiore, dovranno risultare simmetriche.

Aumentando ancora di altri $10 \div 20$ dB il segnale BF all'ingresso, peggiorerà ulteriormente la distorsione, però il Δf non dovrà mai superare i 5 kHz.

Nel caso di apparecchi con canalizzazione $\pm$ 15 kHz, quali ad esempio quelli operanti nelle UHF, si dovrà misurare la distorsione a $\pm$ 10 kHz per poi passare a non oltre 15 kHz quando funziona il compressore.

Dato che il misuratore di Δf si impiega sempre privo di de-enfasi, si dovranno leggere sul suo indicatore valori di Δf doppi per ogni ottava della frequenza BF applicata. Esempio: 3 kHz di banda a 1.000 Hz, 6 kHz a 2.000 Hz, ecc. Però siccome anche il compressore agisce maggiormente con il salire della frequenza, sarà necessario fare la misura con indici molto bassi, oppure ridurre il segnale BF

di ingresso di 6 dB per ottava e cioè per 2, 4, 8 kHz ecc., occorrerà ridurre di 6, 12, 18 dB. Inversamente discendendo a 500 e 250 Hz si renderà necessario aumentare di 6 dB il segnale BF, secondo la legge della de-enfasi dei modulatori di fase.

Sugli estremi di banda e cioè a 300 e a 3.000 Hz (300 ÷ 2.500 in Italia) è ammessa una perdita di 3 dB.

Occorre aggiungere qualcosa sulla ampiezza massima del canale trasmesso: entrando con rapporti dinamici troppo forti all'ingresso del modulatore si possono verificare asimmetrie nella forma d'onda osservata all'oscilloscopio e cioè l'inviluppo della forma d'onda risulta maggiore sopra o sotto rispetto all'altra metà. Ne consegue che dal lato in cui essa è maggiore si ha una larghezza di banda superiore che dal lato opposto. In questo caso è necessario limitare fin che la semionda maggiore crei un Δf contenuto entro 5 kHz.

Per poter eseguire la misura della asimmetria bisogna impiegare un certo tipo di misuratore di Δf. Infatti questo strumento consiste essenzialmente in un ricevitore per modulazione di frequenza, la cui tensione di uscita BF è proporzionale alla larghezza di banda, come succede del resto in tutti i ricevitori FM.

Alcuni di questi misuratori impiegano, come sistema di rivelazione, il discriminatore, il quale dà come prodotto di modulazione la somma o la differenza di V_1 e V_2 (vedi paragrafo 14.3) e poichè la sintonia è unica si otterrà un'indicazione proporzionale alla larghezza di banda.

Altri misuratori impiegano invece, rivelatori del tipo a contatore, i quali permettono di sintonizzarsi sui due fianchi separatamente e quindi di analizzzare $+\Delta f$ e $-\Delta f$. La sintonia di questi apparecchi è relativamente semplice, poichè dopo sintonizzato l'apparecchio per controllare se c'è segnale sufficiente da far funzionare lo strumento, si commuta lo strumento stesso su « sintonia ». Si troveranno due massimi e un minimo al centro, il quale corrisponde alla sintonia vera e propria. Saranno perciò scelti uno dei due fianchi dei due massimi trovati, fermandosi nel punto in cui l'indice dello strumento concide con un'indicazione di riferimento posta sul quadrante indicatore. Ora, commutando ancora sulla portata relativa alla larghezza di banda, si leggerà sullo strumento il numero di chilohertz di cui devia il trasmettitore in prova.

Sintonizzandosi sul fianco interno dell'altro massimo con le stesse modalità sopra accennate, si potrà leggere la deviazione corrispondente

all'altro fianco della banda RF, così da poterla confrontare con il suo fianco complementare.

In ogni caso si dovrà scegliere come larghezza di banda il fianco peggiore e cioè quello che dà la maggior larghezza.

La sensibilità BF verrà controllata dopo effettuata la misura della larghezza di banda e del compressore: si leggerà sul millivoltmetro BF posto in parallelo al generatore BF, quanto segnale a 1.000 Hz è necessario applicare all'ingresso del radiotelefono per produrre il Δf di 5 kHz. È necessario che l'uscita del generatore abbia la stessa impedenza del microfono impiegato.

27.2.5. Sensibilità e risposta nei trasmettitori AM.

La misura della banda BF nei trasmettitori AM è molto più semplice rispetto alla misura della banda dei trasmettitori FM, poichè così come essa esce dal modulatore ce la ritroveremo anche dopo essere stata rilevata da un ricevitore AM.

Si disponga la misura come in fig. 6.10 e cioè:

— Generatore BF all'ingresso del modulatore.
— Attenuatore passante e carico RF.
— Rivelatore AM.
— Millivoltmetro BF.
— Distorsiometro.
— Oscilloscopio.

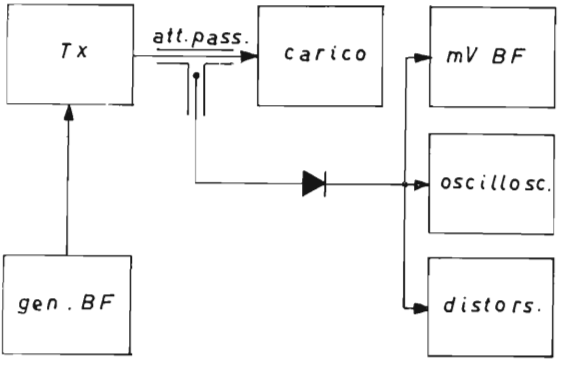


Figura 6.10. - Disposizione a blocchi per la misura della sensibilità e risposta BF del trasmettitore AM.

In luogo del rivelatore AM può essere impiegato un ricevitore AM, purchè non venga saturato all'ingresso.

Il segnale rivelato e letto sul millivoltmetro BF dovrà dare a 1.000 Hz una distorsione pari al 5 ÷ 10 % comunque compresa entro i dati dichiarati dal costruttore del radiotelofono. La profondità di modulazione dovrà risultare prossima al 100 % controllandola con l'oscilloscopio. Infine esplorando la banda da 300 a 2.500 Hz essa dovrà risultare entro 3 dB di attenuazione agli estremi, con un taglio superiore ai 12 dB per ottava oltre i 3.000 Hz.

Per la sensibilità del modulatore vedasi il paragrafo precedente.

27.2.6. Misura della potenza RF più distorsione in SSB.

Questo sistema di trasmissione è particolare e pertanto non è possibile misurare la potenza RF oppure quella di alimentazione degli stadi finali a meno che non sia presente la modulazione. Infatti sono appunto le bande laterali, nel caso di doppia banda trasmessa (DSB), oppure una sola delle due, nel caso della banda laterale unica (SSB), che contengono la potenza RF. Per tale motivo bisogna inviare segnali al modulatore così da poter far erogare lo stadio o gli stadi lineari di

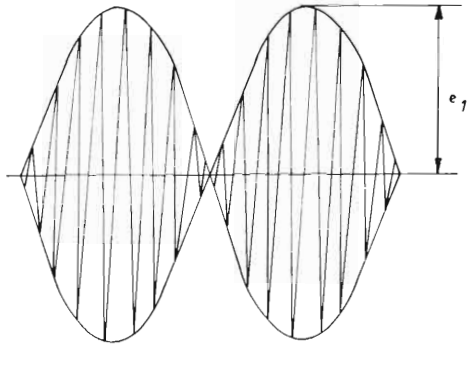


Figura 6.11

Figura oscillografica di un segnale « due toni » in un trasmettitore SSB.

potenza. Naturalmente bisogna che il contenuto di queste bande laterali sia meno distorto possibile, alfine di mantenere una buona comprensibilità.

Il sistema più comunemente usato per classificare la potenza dei trasmettitori SSB è quello della « potenza al picco dell'inviluppo » (peak envelope power), indicata con la sigla PEP.

In altri termini, non si tratta della potenza istantanea di picco, ma del valore efficace della potenza che si manifesta in corrispondenza del valore massimo dell'oscillazione a radiofrequenza.

Risulta ora evidente che la forma d'onda dovrà essere sinusoidale, oppure tale da conoscerne la legge di variazione nel tempo, al fine di poterne calcolare il valore efficace.

Il sistema di misura adottato è quello cosiddetto dei « due toni » (two tone), costituito da due segnali BF perfettamente sinusoidali e di identica ampiezza, però distanti tra loro di un certo valore.

Si avrà la massima potenza quando coincidono i picchi dei due segnali, osservabili all'oscilloscopio per un po' prima che cominci la distorsione (fig. 6.11).

Un aumento della potenza oltre questo punto non contribuirà più a migliorare i risultati finali, ma peggiorerà solo la comprensibilità.

La misura si effettua disponendo dei seguenti strumenti:

— Carico artificiale (Termaline o simili).
— Generatori BF (in numero di due).
— Oscilloscopio calibrato.
— Voltmetro a valvola.

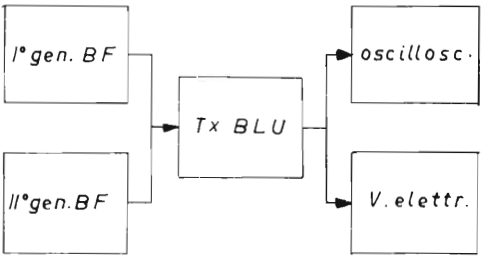


Figura 6.12

Schema a blocchi di come si effettua la misura PEP di un trasmettitore a banda laterale unica.

Disponendo la misura come in fig. 6.12, ricordiamo che generalmente si preferisce entrare direttamente sulle placchette verticali dell'oscilloscopio, anzichè all'ingresso verticale, allo scopo di avere la massima linearità del sistema di misura. Inoltre, cosa più importante, la risposta di un oscilloscopio è abbastanza ampia sulle placchette di deviazione, mentre non lo è affatto attraverso l'amplificatore, salvo l'impiego di oscilloscopi speciali del tipo a confronto.

Al di sopra dei 30 MHz comunque risulta difficile accoppiarsi alle placchette di qualsiasi oscilloscopio, in quanto la deviazione della traccia risulta piccola.

È possibile migliorare l'accoppiamento come illustrato in fig. 6.13.

Uno spezzone di cavo coassiale lungo un numero dispari di quarti d'onda è in grado di trasferire molta energia RF senza introdurre perdite apprezzabili. È evidente che per entrare sulle placchette del

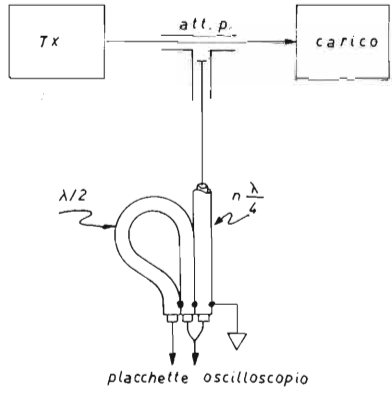


Figura 6.13

Misura PEP in SSB. Come migliorare l'accoppiamento tra trasmettitore e oscilloscopio.

tubo oscilloscopico si rende necessario simmetrizzare il segnale RF convogliato dal cavo ed a questa operazione provvederà un balun risonante, realizzato con gli stessi criteri già discussi a proposito delle discese di antenna.

Il prelievo RF si può fare con il solito attenuatore passante o più semplicemente con una capacità di basso valore, determinabile in funzione della frequenza e della potenza in gioco. La calza del balun andrà collegatta al telaio dell'oscilloscopio.

Con l'oscilloscopio si potrà misurare il valore di picco e_1 della tensione ai capi del carico, oppure osservare solo la forma d'onda per poi effettuare la misura con il voltmetro. Con quest'ultimo strumento è possibile leggere subito il valore efficace, trattandosi di strumenti solitamente per valori di cresta, ma tarati in valore efficace equivalente a 0.707 il valore di cresta. La lettura sarà comunque precisa solo se si tratta di onda sinusoidale, mentre qualunque altra forma darebbe valori efficaci diversi da 0.707.

La PEP sarà perciò $(0.707 \cdot e_1)^2/R$, se misurata con oscilloscopio o voltmetro di picco e $(e_1)^2/R$ se misurata con voltmetro a valore efficace.

A questo punto è utile dimostrare come potenza e distorsione siano strettamente legate. Si definisce come distorsione di un trasmettitore SSB il rapporto, espresso in dB, tra i segnali di modulazione reali e quelli dei prodotti di 3° ordine. Esempio: modulando con due segnali di 2.000 e 3.000 Hz contemporaneamente, si avranno prodotti di 3° ordine con frequenze di 1.000 e 4.000 Hz ($2f_1 - f_2$ e $2f_2 - f_1$).

Altri segnali, sempre dovuti alla intermodulazione causata dalla non linearità dell'amplificatore, si possono trovare come prodotti di 5° e 7° ordine come illustrato in fig. 6.14, dove si vedono principalmente i due toni a 2.000 e 3.000 Hz.

Dalla stessa figura si vede come un prodotto di 3° ordine possa cadere sul canale adiacente, se diamo alla larghezza di banda un va-

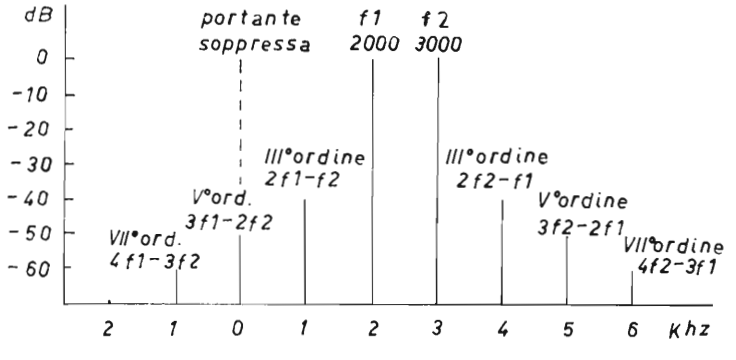


Figura 6.14. - Spettro dei segnali spuri prodotti con la misura dei due toni in un trasmettitore SSB.

lore di 3.000 Hz. Inoltre il 5° ordine inferiore viene a cadere proprio sopra la portante, ricreando così la banda laterale tanto faticosamente soppressa.

Sarà necessario ridurre la distorsione, e quindi molto spesso la potenza, in modo da ridurre i prodotti di 3° ordine di almeno 30 dB, se vogliamo limitare l'interferenza ai canali adiacenti. Questo risultato si potrà ottenere eccitando meno lo stadio finale ed anche cari-

candolo meno, poichè la distorsione, oltre un certo carico, cresce rapidamente sicchè anche i prodotti di 3° - 5° - 7° ordine saranno elevati, allargando proibitivamente lo spettro.

Pertanto quando si parla di potenza di uscita è bene accompagnare il valore di essa con quello della distorsione misurata allo stesso livello di uscita.

I prodotti di 3° ordine possono agevolmente mantenersi al di sotto dei 40 dB, quando lo stadio finale di potenza lavora in condizioni di vera linearità.

Analizzando con l'oscilloscopio la forma d'onda o tanto meglio controllando lo spettro con un voltmetro selettivo ci si può rendere conto del grado di linearità.

È possibile dare un giudizio sulla linearità anche con mezzi più modesti e cioè con un solo generatore BF e un voltmetro RF in parallelo al carico di uscita. Aumentando il segnale di ingresso con variazione proporzionale si dovrà ottenere in uscita una tensione che segue la stessa legge del segnale di ingresso applicato. Riportando su assi cartesiani i valori di ingresso e di uscita si dovrà ottenere una retta. Se il grafico si discosta entro il 10 % da una retta, si otterranno almeno 30 dB di attenuazione dei prodotti della distorsione. A questo livello si può leggere la potenza PEP manipolando la tensione di picco o efficace come spiegato precedentemente.

28. Misure su ricevitori AM-FM-SSB

Per quanto al Ministero PPTT non interessino le caratteristiche dei ricevitori dei radiotelefoni per impiego civile, descriveremo ugualmente i metodi di misura oltre che per motivi strettamente tecnico-informativi, anche perchè gli apparati destinati alla Marina Mercantile sono da annoverare nella categoria dei mezzi mobili, perciò ricadono ancora sotto la giurisdizione del Ministero PPTT.

28.1. Ricevitori.

I ricevitori impiegati sui mezzi mobili sono abbastanza simili tra loro nonostante i diversi sistemi di ricezione adottati, AM, FM, SSB.

Come si è detto nel capitolo secondo, dedicato ai ricevitori, essi si differenziano nel sistema di rivelazione impiegato. Infatti per l'AM

viene impiegato il semplice rivelatore a diodo che può essere presente anche nei ricevitori SSB, però in questi ricevitori viene impiegato più frequentemente il rivelatore a prodotto, che ha il vantaggio sul rivelatore normale, di agganciare la portante reinserita ponendola in fase con il segnale in arrivo.

Infine nella modulazione di frequenza viene impiegato il discriminatore, quasi sempre del tipo Foster Seeley.

Nonostante l'apparente diversità dei due primi sistemi di rivelazione gli apparecchi, per quanto concerne le misure, rimangono uguali, tranne la selettività che sarà per la SSB più stretta del doppio che nei ricevitori AM, dovendo lasciar passare una sola banda laterale. (Vedi fig. II°.11 relativa ai filtri).

Tratteremo perciò separatamente solo i criteri di misura dei due sistemi, AM ed FM, rimandando per la SSB ai criteri impiegati nella AM.

28.2. Sensibilità AM.

Un tempo la sensibilità di un ricevitore veniva valutata in base a quante volte il segnale applicato in antenna veniva amplificato per dare 50 mV di tensione sul rivelatore, oppure una potenza standard, ad es. 1 watt, sull'altoparlante.

Questo sistema non diceva esattamente qual'era la sensibilità del ricevitore, poichè i livelli sopra citati contenevano rumori statici, fruscìo, ecc., mescolati con il segnale utile.

La misura dei 50 mV sul rivelatore era già più attendibile, poichè il watt di uscita si sarebbe potuto ottenere comunque anche con livelli di rivelazione più bassi, purchè si amplificasse maggiormente in bassa frequenza.

Successivamente, con l'impiego delle onde metriche, il vecchio sistema di misura si è dimostrato inadeguato, a causa del forte tasso di rumore introdotto dai tubi per effetto mitraglia ed altri fenomeni, comuni anche ai transistori, legati ai tempi di transito nel percorso degli elettroni, ecc.

È nata così la misura del rapporto segnale disturbo, la quale dice effettivamente quale sia la sensibilità di un ricevitore, non solo legata alla sua amplificazione, ma anche alla bontà dei circuiti, specie quelli di ingresso.

Se con il vecchio sistema di misura si potevano ottenere — caso assurdo — 50 mV di rumore bianco, il quale non contiene alcuna

informazione, ora si dovrà ottenere un certo rapporto tra questo rumore e il segnale modulato. Infatti, inviando una portante al ricevitore essa tenderà a silenziare il disturbo bianco del ricevitore stesso, mentre applicando alla portante una modulazione, quest'ultima aumenterà linearmente con la portante fino a quando non interviene il CAS oppure la saturazione degli stadi, nei casi che il CAS venga escluso.

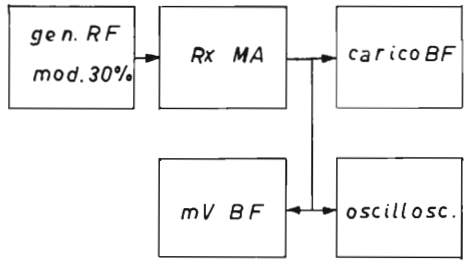


Figura 6.15

Schema a blocchi per la misura della sensibilità nei ricevitori a modulazione di ampiezza.

Come si può vedere, all'aumentare della portante, segnale e disturbo si separano tra loro allontanandosi, per cui si è stabilito che 20 dB di separazione, cioè un rapporto di 1 a 10 tra il disturbo ed il segnale ricevuto, rappresenta un buon compromesso per la intelligibilità.

Fatta questa premessa illustriamo in fig. 6.15 come si effettua la misura.

Si impiegherà:

— un generatore RF modulato in ampiezza;
— un misuratore di uscita o, in alternativa
— un millivoltmetro BF con un carico del medesimo valore di impedenza dell'altoparlante;
— un oscilloscopio (non indispensabile).

Dopo aver acceso il ricevitore si invii al suo ingresso un segnale RF relativo alla frequenza di canale. Il segnale dovrà essere modulato a 1.000 Hz con una profondità di modulazione del 30 %.

Nel misuratore di uscita si leggerà una tensione proporzionale al segnale applicato in antenna, mentre togliendo la modulazione resterà un fondo che rappresenta appunto il disturbo residuo.

Quando, per una data tensione RF applicata al ricevitore, si legge in uscita un rapporto di 20 dB tra la tensione del segnale modulato e il residuo di rumore senza modulazione, ossia con la sola portante, questa tensione RF, letta sull'attenuatore del generatore, indicherà la sensibilità del ricevitore in esame. (1), (2).

28.3. Frequenza intermedia AM.

Con la stessa strumentazione impiegata per la misura della sensibilità si procederà anche alla taratura della f. i. che, per altro, non presenta alcuna difficoltà, poichè si tratta di regolare i suoi induttori, oppure le capacità, fino a raggiungere la massima uscita, inviando all'ingresso del ricevitore un segnale RF modulato a 1.000 Hz con il 30 % di profondità di modulazione. Aprendo l'apparecchio si può entrare con il generatore sulla base del mescolatore con una frequenza di valore pari a quello della f.i. (solitamente il ricevitore è dotato di sonda fissa predisposta per effettuare la misura).

Nel caso si tratti di ricevitore a doppia conversione si tareranno separatamente le due catene di media frequenza, cominciando dalla seconda che è di valore più basso.

Nella seconda media c'è il filtro per la selettività che può essere costituito da un gruppo di induttori formatori di banda, (vedi fig. 2.2), oppure un filtro concentrato del tipo ceramico, meccanico o a cristallo, come avviene frequentemente nei ricevitori FM o SSB.

Trattandosi d'ora in poi della stessa procedura sia per l'AM che per l'FM, descriveremo i criteri di misura di un ricevitore a modulazione di frequenza, riferendoci per la selettività, le spurie, la stabilità, eccetera, a questa descrizione anche per i ricevitori AM.

28.4. Ricevitori FM.

Ci riferiremo ancora alle caratteristiche di un ricetrasmettitore di costruzione danese, preso in esame per la parte trasmittente.

---

(1) Si faccia attenzione se il generatore è tarato in tensione oppure in f.e.m., come spiegato nel paragrafo 13.1.

(2) Siccome la sensibilità di un buon ricevitore si aggira attorno al μV, molti costruttori indicano sempre come indice di sensibilità 1 μV, per poi aggiungere che questo dato si raggiunge con rapporti segnale disturbo inferiori ai 20 dB, come ad esempio 6 dB, 12 dB, ecc., ossia con intelligibilità inferiori a quella ottenuta con 20 dB di $(S + N)/N$.

Le caratteristiche del ricevitore sono:

Sensibilità	1 μV f.em. per 12 dB (S + N)/N
Silenziamento (squelch)	sblocca la BF con meno di 0,6 μV f.e.m.
Selettività al canale adiacente . . .	migliore di 70 dB
Attenuazione della frequenza immagine e spurie	migliore di 75 dB
Intermodulazione	migliore di 60 dB
Stabilità della frequenza da — 15° a + 50 °C	migliore di 20 Hz/MHz
Uscita BF	2 W a 1.000 Hz
Distorsione	3 % a 2 W e 1.000 Hz
Risposta di frequenza	— 6 dB per ottava da 300 a 3.000 Hz

28.5. Sensibilità FM.

Gli strumenti richiesti per effettuare la misura della sensibilità nei ricevitori a modulazione di frequenza sono gli stessi impiegati nelle misure dei ricevitori a modulazione di ampiezza, tranne naturalmente il generatore che deve essere modulato in frequenza.

I sistemi di misura della sensibilità nei ricevitori a modulazione di frequenza sono due. In Italia si usa fare il rapporto segnale disturbo abbreviato $(S + N)/N$ [1], silenziando il fruscìo generato dagli stadi a f.i. e del convertitore, inviando attraverso l'ingresso di antenna del ricevitore una portante non modulata.

Quando il silenziamento del fruscìo raggiunge i 20 dB di attenuazione, il segnale di ingresso all'antenna rappresenta la sensibilità del ricevitore. La misura si dice « a ingresso variabile e fruscìo costante ».

Questo sistema di misura è abbastanza semplice ed è adatto alla manutenzione in quanto permette l'impiego di un generatore standard,

---

[1] Corrisponde a « Signal to Noise Ratio » ed è espresso dalla formula $(S + N)/N$, poichè il segnale che attenua n dB la portante contiene ancora rumore residuo che andrà sommato al segnale di portante e quindi è diverso dal rumore (Noise) globale.

privo di modulazione. Però la misura è esatta alla sola condizione che il filtro della f. i. sia piatto (vedere fig. II°.12). Infatti la modulazione di frequenza prevede una sintonia piatta su tutta l'escursione dell'indice di modulazione adottato, dovendo ricevere uno spettro di frequenze di uguale ampiezza.

Nel caso che un filtro dei tipi Tchebiceff presenti due cuspidi ai lati ed un insellamento al centro (fig. 6.16) bisognerà effettuare la misura di sensibilità proprio nel punto dove essa è più scarsa, poichè la portante viene a cadere proprio nella sella.

Facendo la misura sintonizzandosi ad orecchio, si è portati a sintonizzare il generatore su una delle cuspidi dove la sensibilità è maggiore, falsando così la misura. Sarà perciò necessario adottare qualche artificio che permetta di individuare il centro esatto del filtro di media frequenza.

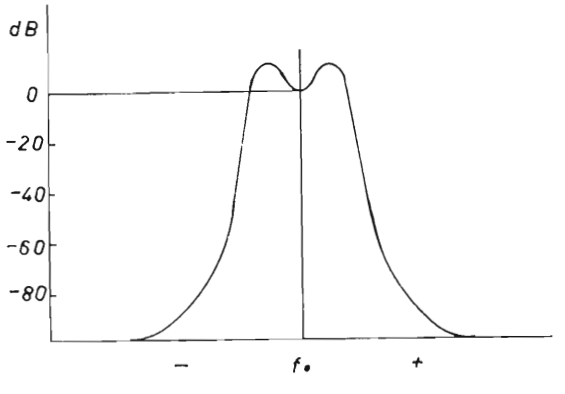


Figura 6.16. - Curva di selettività insellata. La misura della sensibilità andrà fatta proprio sulla sella cui corrisponde f_o. Si considera in quel punto 0 dB.

Il sistema più semplice è quello di modulare in frequenza la portante con la massima ampiezza consentita dal filtro e sintonizzare per la massima ampiezza BF. Il massimo corrisponde al centro del discriminatore e con esso anche a quello della media frequenza. Togliendo ora la modulazione ed effettuando la misura $(S + N)/N$ si è sicuri di essere esattamente al centro del filtro, purchè filtro e discriminatore siano stati precedentemente tarati.

Un secondo sistema è quello di far battere il valore di media frequenza con un oscillatore a quarzo della stessa frequenza, in modo da ottenere battimento zero. È noto che se l'oscillatore di conversione è esatto si otterrà un valore di media frequenza giusto solo quando si entra in antenna con la frequenza nominale. Questo sistema prevede un rivelatore del battimento ed un amplificatore a banda larga che permetta la ricerca agevole del battimento stesso (fig. 6.17), pertanto il sistema si presta ad essere impiegato in produzione piuttosto che nel servizio di manutenzione.

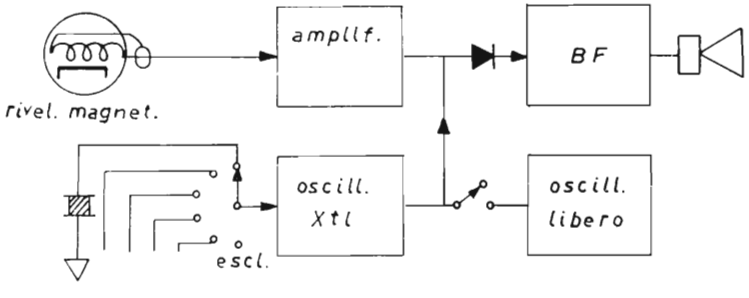


Figura 6.17. - Schema a blocchi di attrezzatura idonea alla misura della sensibilità a FI per un lavoro di serie.

Il terzo sistema è senz'altro il più comodo poichè permette di visualizzare la frequenza centrata durante la misura (fig. 6.18). Occorre impiegare un contacicli in unione con gli altri strumenti precedentemente elencati.

Un contacicli però richiede segnali dell'ordine dei 50 ÷ 100 mV per poter funzionare, perciò sarà necessario attenuare il generatore di 74 ÷ 80 dB mediante un attenuatore passante, per ottenere 1 μV per l'ingresso del ricevitore e 50 ÷ 100 mV per il contacicli. Non è consigliabile effettuare la misura inviando un forte segnale al contacicli e quindi attraverso l'attenuatore del generatore ridurre il segnale al livello di ingresso o di antenna, poichè la misura vien fatta in due tempi: prima si legge la frequenza sul contacicli a livello alto e poi si riduce il generatore per eseguire il rapporto $(S+N)/N$; può darsi che nell'intervallo di tempo tra la prima e la seconda misura il gene-

ratore si sposti di frequenza, specie alle VHF e UHF. Ma il motivo principale per cui bisogna impiegare un attenuatore esterno è che l'attenuatore del generatore, per quanto ben progettato trascinerà sempre, anche se leggermente, l'oscillatore del generatore stesso, falsando la misura.

Gli americani adottano un altro sistema per misurare la sensibilità e questo sistema tiene conto anche della larghezza di banda, cioè del fatto che il filtro di selettività sia piatto o meno.

Il sistema adottato consiste nell'inviare un segnale modulato in frequenza con indice di modulazione pari al 100 %. Se ora misuriamo la distorsione BF, troveremo che essa è trascurabile per segnali RF piuttosto forti e cresce mano a mano che il fruscìo si mescola al segnale BF stesso.

Per fare questa misura bisogna tenere basso il livello BF del ricevitore in prova, in modo da non introdurre apprezzabile distorsione: un discriminatore, a solo, introduce distorsioni non superiori all'uno

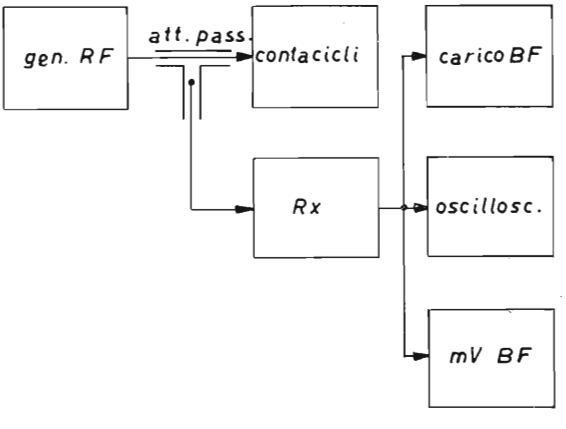


Figura 6.18. - Schema a blocchi di misura della selettività effettuata con il contacicli.

o due per cento. Si avranno 20 dB di sensibilità quando il distorsiometro misura il 10 % di distorsione e cioè il solito rapporto di 1 a 10 corrispondente a — 20 dB.

Perchè la distorsione sia bassa occorre che il segnale sia perfettamente sintonizzato, mentre la larghezza di banda deve consentire il passaggio di tutto lo spettro di frequenze $\pm \Delta f$ modulato al 100 %.

28.6. Selettività e taratura della frequenza intermedia.

La selettività di un ricevitore è sempre legata alla catena di media frequenza, dove le frequenze di canale convertite permettono di incanalare tutti i segnali in una medesima frequenza.

Nelle apparecchiature non recenti si ricorreva spesso alla doppia conversione per poter ottenere una buona reiezione della frequenza immagine con la catena a media frequenza alta e per ottenere filtri selettivi molto ripidi sui fianchi, con la media frequenza bassa.

Il valore della frequenza intermedia di prima conversione si aggirava solitamente tra 7 e 11 MHz, mentre per quello di seconda conversione tra 450 e 1.700 kHz.

La taratura della seconda media veniva fatta seguendo le prescrizioni del costruttore, poichè si trattava di un filtro complesso di forma trapezoidale, molto piatto in testa e generalmente tale taratura veniva eseguita in laboratorio, mediante un vobbulatore e relativo marcatore di posizionamento.

Negli ultimi tempi il problema della selettività è stato risolto con l'introduzione dei filtri concentrati di tipo ceramico, a magnetostrizione o a quarzo. Di questi ultimi si parlerà diffusamente in appendice II°.

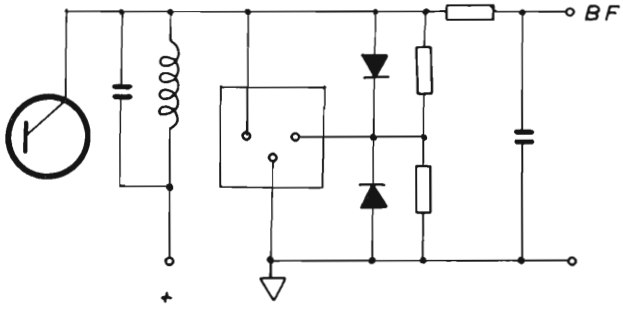


Figura 6.19. - Discriminatore piezoelettrico.

I due primi tipi di filtro funzionano a frequenze basse, dell'ordine di 1 MHz, mentre quelli a cristallo possono lavorare a 10,7 MHz e oltre, e quindi si prestano bene a realizzare ricevitori ad una sola conversione, con tutti i vantaggi che ne derivano. Oltre tutto sono stabili nel tempo e con la temperatura, sono piccolissimi ed antiurto.

La taratura di media frequenza con un filtro concentrato è molto semplice, poichè molti costruttori amplificano addirittura con il sistema RC, senza l'impiego di induttori. Anche il discriminatore può essere del tipo concentrato a quarzo o ceramico (fig. 6.19), per quanto oggi questi siano ancora di costo piuttosto elevato, confrontato con quello di un discriminatore con componenti discreti.

La taratura di f. i. si può fare in diversi modi. Uno di questi sistemi consiste nell'entrare con segnale vobbulato sulla sonda di base del mescolatore e con un segnale di frequenza pari a quella del valore di frequenza intermedia ([1]).

Sul collettore dell'ultimo transistore di media frequenza si collega un rivelatore che permette di visualizzare la forma del filtro. Si entrerà dapprima con un segnale più forte del necessario, per poi ridurlo mano a mano che si migliora l'allineamento degli stadi. Man mano che aumenta l'amplificazione, comparirà sui fianchi del filtro una fascia di fruscìo con una banda di silenziamento larga quanto la banda passante del filtro stesso (fig. 6.20). Naturalmente, togliendo il segnale del generatore il fruscìo comparirà anche dove il filtro aveva silenziato.

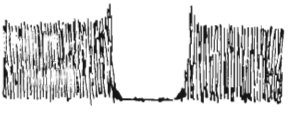


Figura 6.20

Ricevitori FM. Silenziamento del fruscìo di larghezza pari alla banda del filtro di selettività di FI.

Il rapporto tra le due grandezze: silenziamento e fruscìo, rappresenta la sensibilità della catena di media frequenza e cioè il rapporto segnale disturbo.

Un amplificatore per frequenza intermedia con filtro a cristallo può guadagnare fino a 120 dB senza innescare, ciò vuol dire che per ottenere un volt sull'ultimo transistore di media frequenza sarà sufficiente entrare sulla sonda del mescolatore con livelli dell'ordine di $1 \div 2\ \mu V$.

([1]) Il vobbulatore, specie se il valore della frequenza intermedia è basso, sarà del tipo a lungo tempo di scansione ed il tubo dell'oscilloscopio sarà ad alta persistenza della traccia. Questo artificio si rende necessario poichè con l'abbassarsi della frequenza di lavoro, il battimento con i marcatori diventa troppo largo e quindi di difficile interpretazione.

Per il collaudo di linea si può tarare la media frequenza per il massimo, avendo cura di entrare con livelli bassi per non far entrare in azione i limitatori o il CAS.

Se l'amplificatore a frequenza intermedia è costituito da filtri con induttori anzichè essere del tipo concentrato, le cose vanno diversamente e il vobbulatore si rende prezioso in ogni caso: dovendo ottenere bande piatte in testa è necessario far uso di circuiti sovraccoppiati, per cui la taratura con generatore e millivoltmetro diventa difficile, soprattutto quando la serie degli induttori raggiunge il numero di dieci.

Tarando un circuito sovraccoppiato con i sistemi tradizionali si incorre facilmente nell'errore di tarare per il massimo su una delle due punte della curva di risposta, con il risultato di ottenere fortissimi guadagni e selettività molto più strette di quelle richieste; ma il più delle volte i circuiti così tarati cominciano ad innescare prima di aver terminato il « supposto » allineamento.

Per ovviare alla difficoltà sopra accennata nella taratura dei circuiti sovraccoppiati, si ricorre ad un artifizio che semplifica la taratura: il sistema consiste nello smorzare i circuiti con resistenze di valore opportuno, in modo da abbassare il Q dei circuiti in esame. Così facendo, anche il grado di accoppiamento QK diminuisce in modo che l'accoppiamento diventa critico o meno. Ora è possibile tarare al centro esatto servendosi di mezzi tradizionali. Togliendo le resistenze di smorzamento i circuiti assumeranno la loro forma sovraccoppiata perfettamente simmetrica.

Quando i circuiti sono molti, sarà prudente sezionarli per gruppi in modo da poterli tarare parzialmente.

Riprendendo come esempio una quadrupletta del tipo di fig. 2.2, si potrà tarare con il sistema sopra accennato. Però è consigliabile sempre l'impiego dell'oscilloscopio, poichè si tratta di un filtro complesso, che apparentemente sembra sovraccoppiato mentre in effetti si tratta di quattro circuiti accoppiati al critico, i quali si caricano reciprocamente appiattendo la cuspide. In ogni caso, per evitare di effettuare false interpretazioni della curva risultante, è necessario cortocircuitare i circuiti che si trovano a monte e a valle della quadrupletta in esame, per evitare che assorbimenti dovuti ai circuiti fuori misura determinino anomalie di forma che in realtà non esistono nel circuito che si sta tarando.

È evidente che passando alla quadrupletta successiva, dovranno

essere rimossi i cortorcuiti, mentre gli stessi andranno fatti sui rimanenti, compreso quello già tarato.

Terminata la taratura di tutta la serie, si toglieranno tutti i cortocircuiti e gli eventuali smorzamenti, per vedere la forma risultante di tutto il filtro che, essendo ora molto vicino alla taratura definitiva, potrà essere ritoccato con piccoli spostamenti, in modo da compensare gli errori delle capacità introdotte dalla sonda rivelatrice e dal generatore su ogni gruppo precedentemente tarato.

Durante la manutenzione si dovrà usare molta attenzione prima di toccare un filtro così difficoltoso da tarare, poichè nella maggioranza dei casi esso si stara poco essendo allineato su frequenze piuttosto basse.

Un altro sistema molto comodo per tarare una catena di frequenza intermedia, soprattutto se questa è del tipo a filtro concentrato, si basa sul rapporto segnale disturbo, regolando gli induttori in modo che la massima amplificazione che si può raggiungere produca il miglior rapporto segnale disturbo. Questo sistema è pratico perchè permette di misurare la sensibilità di media dall'uscita BF, senza intervenire nei circuiti, che talvolta sono schermati. Anche il generatore può essere introdotto in antenna, accordato sulla frequenza di canale, poichè la frequenza intermedia si forma da sola dopo la conversione.

Anche la selettività della frequenza intermedia si può mettere a punto in diversi modi. Richiamiamo per maggior chiarezza i dati medi di selettività di un amplificatore a frequenza intermedia di un ricevitore FM a banda stretta (± 5 kHz):

In testa	± 5 kHz entro 6 dB
In fondo	± 15 kHz non oltre 60 ÷ 100 dB, secondo la richiesta del cliente.

Consideriamo i 70 dB del solito ricevitore preso in esame come esempio:

la strumentazione necessaria è ancora quella impiegata per la messa a punto della sensibilità.

I° Caso: Con contacicli.

Si cominci con l'eseguire il rapporto segnale disturbo, come spiegato in precedenza nel paragrafo « sensibilità ».

Siccome la misura è del tipo a fruscìo costante e ingresso variabile, si aumenterà il segnale di ingresso di 6 dB.

Dopo essersi assicurati con il contacicli che la frequenza di canale è centrata, si sposti il generatore di 5 kHz sopra la frequenza nominale e 5 kHz sotto. Ci si può accertare di questo spostamento leggendo + 5 kHz e — 5 kHz sul contacicli.

Entro questi estremi si dovrà trovare la stessa uscita che si aveva al centro della frequenza prima di aumentare il segnale di 6 dB. In altre parole il filtro non deve perdere più di 6 dB entro l'intervallo di ± 5 kHz.

Ora ci si sposti 15 kHz sopra la frequenza nominale e 15 kHz sotto, sempre con l'aiuto del contacicli. Aumentando il segnale del generatore di 70 dB rispetto alla sensibilità massima, si dovrà leggere in uscita sempre la quantità di fruscìo relativa alla misura della sensibilità. Ciò vuol dire che segnali fuori banda ± 15 kHz rispetto alla frequenza nominale vengono attenuati appunto di 70 dB rispetto alla sensibilità massima dell'apparecchio.

È esatto perciò il sistema di misura ad ingresso variabile e fruscìo costante, poichè è più vicino alle condizioni reali, cioè a quelle di un trasmettitore sintonizzato vicino alla frequenza da ricevere, frequenza che deve essere immune da interferenze.

II° Caso: Con marcatori.

Quando si producono filtri, oppure si tarano amplificatori a frequenza intermedia in sede di produzione, è più agevole servirsi di marcatori a quarzo anzichè impiegare il contacicli per effettuare la misura della selettività.

Lo strumento adottato per creare le frequenze di marcatura non è un apparecchio di serie, pertanto ne illustreremo le principali caratteristiche.

Un oscillatore può venir commutato su cinque quarzi e, supposta una frequenza intermedia da misurare del valore di 10,7 MHz, i quarzi relativi avranno i seguenti valori: 10,680 MHz, 10,695 MHz, 10,700 MHz, 10,705 MHz, e 10,715 MHz.

Il primo e l'ultimo quarzo rappresentano gli estremi della banda a ± 15 kHz, il secondo e il quarto la larghezza di banda in testa, men-

tre il terzo, come è intuitivo rappresenta il valore della frequenza intermedia. Ora se facciamo battere il 10,7 MHz dell'oscillatore con la frequenza intermedia, quando il canale è centrato otterremo un battimento zero. Parimenti quando spostiamo il generatore all'ingresso del ricevitore su 5 kHz in meno, il nuovo valore della frequenza intermedia non sarà più 10,7 MHz, ma bensì 10,695 e otterremo ancora battimento zero quando il quarzo dello strumento che stiamo descrivendo è commutato su 10,695 MHz. Così di seguito per le altre frequenze dei quarzi.

Lo schema a blocchi dello strumento è riportato in fig. 6.17. Esso illustra una sonda magnetica che, accostata al discriminatore della media frequenza in esame, preleva un pò di segnale che, amplificato a banda piuttosto larga per non subire attenuazioni con Δf superiori a $\pm$ 15 kHz, verrà applicato, assieme al segnale proveniente dall'oscillatore a quarzo, ad un demodulatore a diodo, dopo il quale si ha una BF di battimento che sarà ulteriormente amplificata.

L'aggiunta di un oscillatore libero, molto stabile, calibrato dallo stesso oscillatore a quarzo, permetterà di ricavare altre frequenze vicine, per l'impiego ad esempio dello stesso strumento per misure di selettività a canalizzazione larga ($\pm$ 15 kHz).

L'uso dello strumento è intuitivo, poichè fatto il rapporto $(S+N)/N$ sulla frequenza del quarzo a 10,7 MHz, si leggeranno come in precedenza con il metodo del contacicli — 20 dB di silenziamento. Ora senza più toccare il misuratore di uscita si commuterà l'oscillatore a quarzo dello strumento su 10,695 MHz e aumentando di 6 dB il segnale di ingresso rispetto alla sensibilità massima, si dovrà leggere sul misuratore di uscita più di 20 dB di silenziamento, a riprova che il filtro non attenua ancora 6 dB a — 5 kHz. Continuando di pari passo la misura, si commuti ancora l'oscillatore a quarzo dello strumento su 10,685 MHz e aumentando il segnale del generatore all'ingresso della media di 70 dB si dovrà leggere all'uscita meno di 20 dB di silenziamento, a riprova che a meno 15 kHz il filtro non lascia passare segnali ampi 70 dB sopra la sensibilità massima del ricevitore.

Alla stessa maniera si procederà per la misura della parte superiore del filtro e cioè + 5 e + 15 kHz, controllando ancora che l'attenuazione sia minore di 6 dB a + 5 kHz e maggiore di 70 dB a + 15 kHz.

C'è poi un terzo metodo di misura della selettività, poco usato perchè incompleto ma estremamente valido ed è quello della misura della distorsione BF. Infatti la distorsione BF rimarrà bassa fintanto

che la banda passante di media frequenza non taglia lo spettro delle frequenze trasmesse e se ± 5 kHz rappresentano un indice di modulazione pari al 100 %, non vi sarà distorsione se il filtro permette il passaggio di tutto lo spettro e cioè ± 5 kHz.

Si entrerà in antenna con un segnale di 2 ÷ 3 μV tale da eliminare il fruscìo residuo, ma non tanto da allargare la selettività in testa. Modulando a ± 5 kHz di Δf con un segnale BF di 1.000 Hz, si controllerà la distorsione che dovrà contenersi entro il 5 %. È logico che l'eventuale amplificatore BF dovrà essere regolato a livello basso in modo che non introduca apprezzabile distorsione la quale altererebbe i risultati della misura.

Questo terzo metodo non permette di controllare la selettività a — 70 dB.

28.7. Taratura del discriminatore.

Il sistema più efficace di tarare un discriminatore è senz'altro quello di vobbulare la frequenza intermedia e ricavare la caratteristica ad « S » all'oscilloscopio. Questo sistema come del resto gli altri, è così semplice da non dover scendere in ulteriori spiegazioni per quanto riguarda la misura.

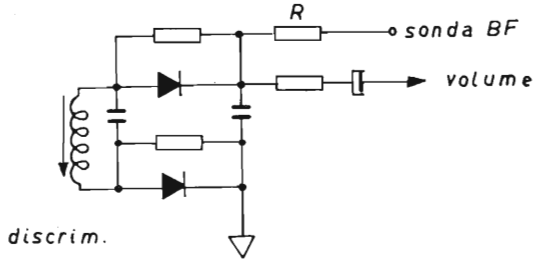


Figura 6.21

La sonda del discriminatore viene disaccoppiata con una resistenza in modo che lo strumento introdotto per la misura non alteri la taratura del discriminatore stesso.

Ricorderemo pertanto gli altri sistemi di taratura.

All'uscita di ogni discriminatore si nota la presenza di una sonda che permette di effettuare il rilievo della caratteristica del discriminatore stesso. Essa si trova all'uscita BF del sistema, prima del condensatore che blocca la componente continua. Una resistenza R di disaccoppiamento permette infine di effettuare la misura senza caricare il circuito (fig. 6.21).

Con l'impiego di un generatore non modulato e di un tester — meglio se è un voltmetro eletttronico —, è possibile tarare il discriminatore.

Si entri con il generatore uno o due stadi prima del discriminatore, avendo cura di accoppiarsi alla base dello stadio tramite una capacità da 0,1 μF, per non mettere a massa la base stessa attraverso i 50 ohm del generatore.

Misurando sull'emettitore dell'ultimo stadio di media frequenza si leggerà un aumento della tensione per la migliore sintonia del primario del discriminatore. Passiamo ora con il voltmetro sulla sonda precedentemente descritta, regolando il secondario per un'uscita zero del voltmetro.

Avendo la possibilità di portare lo zero al centro del quadrante, come di solito è possibile con i voltmetri elettronici, si potrà ricavare la caratteristica statica del discriminatore, cioè ricavare per punti la curva ad « S » che è possibile vedere vobbulando.

Si comincerà dal valore nominale della frequenza intermedia a cui corrisponde un'uscita zero. Spostando il generatore di cinque in cinque chilocicli in su, si noterà che anche l'indice dello strumento si sposta linearmente verso valori positivi o negativi, a seconda dell'orientamento dei diodi del discriminatore. Ad una certa frequenza poi, continuando a spostare il generatore sempre dalla stessa parte, l'indice dello strumento tenderà a fermarsi per poi ridiscendere continuando ulteriormente a spostarsi con il generatore.

Invertendo il senso della spostamento della frequenza del generatore e ripartendo dalla frequenza nominale, si otterrà un'altra mezza curva che risulterà complementare alla prima metà, cioè l'indice si sposta in senso inverso.

È possibile effettuare la misura anche senza uno strumento a zero centrale, però per mezza curva si dovrà invertire la polarità dello strumento.

I punti ricavati, che costituiscono la curva frequenza/tensione, andranno riportati su assi cartesiani, ricavando così la caratteristica del discriminatore.

La larghezza di banda di un discriminatore è notevolmente maggiore di quella richiesta (ordine di ± 100 kHz), a causa del Q dei circuiti. Può darsi però che dalla misura risulti una banda notevolmente più stretta, con andamento anormale sugli estremi. Questo fenomeno va attribuito all'assorbimento introdotto dal filtro di media, il quale influisce sulla misura anche se si trova a monte di essa. È necessario

perciò cortocircuitare uno stadio a monte della misura « by-passando » verso massa una base con una capacità da 0,1 μF.

Un sistema di centraggio del discriminatore, da farsi con cautela durante la manutenzione consiste nel ritoccare il secondario chiedendo al posto corrispondente di trasmettere una serie di numeri. Si troveranno due minimi con forte distorsione. Questi minimi corrispondono alle due punte del discriminatore.

Uscendo oltre le punte si udrà ugualmente un segnale « pulito », ma di livello metà di quando ci si trova all'interno. Ciò indica che ci si trova sui fianchi esterni del discriminatore, pertanto sarà necessario ripassare sopra una punta fino a sentire nuovamente un segnale forte.

Nel caso che si ricevano segnali molto deboli, il centro del discriminatore corrisponderà ad un massimo del segnale, perchè in corrispondenza ad esso utilizzeremo interamente il tratto lineare della caratteristica del discriminatore, con conseguente ripristino della larghezza di banda utilizzata.

28.8. Misura delle spurie.

Le spurie nei ricevitori sono rappresentate da segnali indesiderati dovuti alla conversione del segnale, oppure sono dovute ad altre cause come la frequenza di immagine, oltre alle cause esaminate durante la trattazione di questo argomento. Esse comunque sono segnali generati dentro il ricevitore i quali, battendo con un altro segnale applicato all'ingresso del ricevitore stesso, producono un segnale a frequenza intermedia che è impossibile eliminare.

La misura delle spurie si effettua con un generatore ed un misuratore di uscita collegato all'altoparlante.

Si consiglia di ascoltare, contemporaneamente alla ricerca delle spurie, il fruscìo in altoparlante, poichè talvolta si tratta di segnali con larghezza di banda così stretta da passare inosservati a causa dell'inerzia dell'indice del misuratore di uscita.

Per prima cosa si farà il rapporto segnale disturbo, per un silenziamento di 20 dB del fruscìo. Nota così la sensibilità del ricevitore in esame si aumenterà il segnale al suo ingresso di 60, 80, 100 dB, come richiesto dalle norme di collaudo. Nel nostro caso 70 dB.

Qualunque segnale che non sia quello relativo alla frequenza di

canale, dovrà risultare di livello inferiore a quello letto sul misuratore di uscita in occasione della misura della sensibilità.

Si procederà pertanto ad esplorare lentamente la gamma, agendo sulla frequenza del generatore, spingendosi molto al di sopra della frequenza di canale e altrettanto si farà al di sotto di tale frequenza. Infatti la seconda armonica della frequenza locale di prima conversione sarà dell'ordine dei 300 MHz, con ricevitori che lavorano sulla gamma di 152 ÷ 174 MHz.

Esplorando le frequenze al di sotto di quella di canale, si troveranno $f/2$, $f/3$, f/n... che non sono frequenze spurie, ma armoniche del generatore, poichè un buon generatore difficilmente attenua la seconda armonica più di 40 dB.

Come orientamento, quando si fa la misura delle spurie si dovranno ricercare segnali indesiderati nei seguenti punti:

1) Appena fuori banda ma vicinissimo ad essa si possono trovare segnali spuri dovuti a frequenze spurie generate dal quarzo di canale, oppure a ritorni di massa non corretti, soprattutto nell'amplificatore di frequenza intermedia dove si forma la selettività.

2) Distante il doppio del valore della frequenza intermedia rispetto alla frequenza di canale e cioè sulla frequenza di immagine. Inoltre distante metà del valore di media frequenza.

Mentre per la frequenza immagine è intuitivo il modo in cui si produce, risulta meno evidente il modo con cui si forma la spuria sulla metà del valore della frequenza intermedia. Essa è dovuta al fatto che entrando in antenna con segnali molto forti, essi raggiungono il mescolatore anche per forti dissintonie. Quando il prodotto della frequenza locale con quella che entra in antenna produce un valore di frequenza intermedia di valore metà di quello reale, può produrre ancora il valore nominale di media frequenza, a causa della distorsione prodotta dal mescolatore il quale, appunto per la sua caratteristica di distorcere, fa duplicare tale segnale producendo ancora un segnale a frequenza intermedia.

L'ampiezza di questo segnale è solitamente ridotta, se la confrontiamo con quella di immagine, però ha lo svantaggio di trovarsi ad un quarto della distanza in cui si trova la frequenza di immagine, dove i circuiti di ingresso sono meno selettivi.

L'eliminazione di questi segnali spuri dovuti alla frequenza im-

magine va tentata agendo sugli stadi di alta frequenza, dall'ingresso al mescolatore, dopodichè sarà impossibile eliminarli.

3) Si possono trovare ancora segnali spuri distanti due volte la frequenza locale più o meno il valore della frequenza intermedia. Difficilmente si trovano segnali spuri su tre volte la frequenza locale più o meno la frequenza intermedia.

Questi segnali sono dovuti a moltiplicazioni della frequenza dell'oscillatore locale, pertanto vanno curati agendo sulla selettività di questi circuiti e talvolta si eliminano anche cambiando i percorsi di massa tra oscillatore e ricevitore.

Molto spesso la frequenza dell'oscillatore locale di prima conversione si ottiene per moltiplicazione e quindi si possono produrre spurie anche con i segnali di moltiplicazione, sempre più o meno il valore della frequenza intermedia.

4) Non ultima e abbastanza importante è la reiezione di media frequenza, anch'essa classificata come spuria. Si entrerà perciò con il generatore sintonizzato sul valore della frequenza intermedia. Gli stadi di alta frequenza dovranno essere così efficaci da eliminare tali segnali.

Per quanto detto nelle voci n. 2) e 4), i circuiti di alta frequenza sono quasi sempre in numero di cinque.

I ricevitori a doppia e tripla conversione presenteranno maggiori probabilità di fornire segnali spuri, rispetto ai ricevitori a conversione semplice. Come è facile intuire, questo fenomeno è da attribuire alla presenza di altri oscillatori locali, generatori a loro volta di segnali capaci di produrre spurie.

28.9. Misura della stabilità.

La misura della stabilità nei ricevitori si esegue con le stesse modalità e criteri adottati per i trasmettitori.

Ci si limita pertanto alla misura della stabilità termica da — 10° a + 50°, mentre per la deriva nel tempo non si possono fare misure se non dopo un periodo di invecchiamento, quindi nel corso delle successive manutenzioni.

Si disporrà pertanto la misura prelevando un po' di segnale dal quarzo di canale del ricevitore, per inviarlo al contacicli, dopo aver

messo l'apparecchio da controllare in camera climatica procedendo come nel caso dei trasmettitori.

Considerando la stabilità espressa come variazione in Hz per MHz, è possibile effettuare la misura in qualunque punto del circuito, dal quarzo alle successive moltiplicazioni. Bisogna comunque tener conto che la misura effettuata non corrisponde alla stabilità effettiva, poichè per arrivare alla frequenza finale bisogna aggiungere o togliere il valore della frequenza intermedia che, solitamente, corrisponde al dieci per cento circa della frequenza ricevuta.

Se l'oscillatore è più basso della frequenza ricevuta $(f_o + f_i)$, l'errore di stabilità verrà moltiplicato per la percentuale rappresentata dalla frequenza dell'oscillatore con quella della frequenza intermedia.

Se invece l'oscillatore è più alto $(f_o - f_i)$ avverrà il contrario. Considerando ad esempio una stabilità dell'ordine di $\pm$ 20 Hz per MHz potremo tollerare su 150 MHz uno scarto massimo di frequenza rispetto alla frequenza nominale di $150 \times 20 = \pm 3$ kHz massimi. Siccome l'oscillatore è solitamente più basso del segnale ricevuto e supposta una frequenza intermedia di 10,7 MHz, avremo l'oscillatore a 140 MHz e per 20 Hz per MHz di errore massimo darà uno scarto di 2,8 kHz.

In pratica si cerca di ottenere stabilità superiori ai 20 Hz per MHz, ad esempio 10 ed anche 5 Hz, anche se i fabbricanti di quarzi non garantiscono un errore di 5 Hz per MHz su contenitori HC 6/U. Queste stabilità diventano quasi necessarie poichè le larghezze di banda dei ricetrasmettitori per impiego civile sono di $\pm$ 5 kHz di Δf, perciò i 3 kHz di stabilità rappresentano oltre la metà della banda su cui è consentito trasmettere.

Nei ricevitori a banda laterale unica si dovrà controllare anche la stabilità dell'oscillatore che ripristina la portante, per agganciare le due o l'unica banda laterale rimasta. Anche quì valgono le stesse modalità e gli stessi criteri di misura citati precedentemente. La stabilità con la temperatura dovrà essere ancora molto stretta, poichè errori questa volta non di Hz, ma di $20° \div 30°$ di fase con la portante soppressa in trasmissione, producono una deformazione del timbro vocale. Fortunatamente la temperatura non varia da $-10°$ a $+50°$ nel tempo di qualche minuto, pertanto quei pochi Hz di escursione possono venir ripresi, sicchè nel periodo di una conversazione l'errore di fase può essere contenuto entro pochi gradi, quando l'apparecchio ricevente sia stato precedentemente riscaldato.

28.10. Misura della BF dei ricevitori.

28.10.1. Misura della potenza e della distorsione.

Strumenti generici impiegati:

— un generatore RF modulato;
— un carico artificiale e un voltmetro BF o in alternativa un wattmetro BF;
— un distorsiometro;
— un oscilloscopio.

Si prepara la misura come illustrato nello schema a blocchi della fig. 6.22.

Si entri con il generatore RF in antenna del ricevitore modulato, per il sistema a modulazione di frequenza, con ± 3,3 kHz per la canalizzazione stretta e con ± 10 kHz per la canalizzazione larga, valori corrispondenti ai due terzi della larghezza di banda massima. In queste condizioni si dovrà leggere in uscita la potenza BF dichiarata dal fabbricante dell'apparato con la distorsione pure dichiarata.

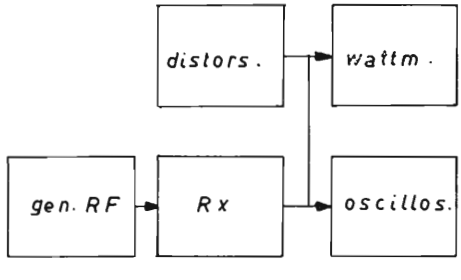


Figura 6.22

Schema a blocchi per la misura della distorsione e della potenza BF.

L'ingresso RF dovrà essere sufficiente ad eliminare il fruscìo di fondo, in caso contrario si troverebbe una distorsione più alta, rappresentata dal rumore sommato al segnale.

Modulando ora con ± 5 kHz o 15 kHz rispettivamente per le due canalizzazioni e riducendo il volume per riportare il ricevitore alla potenza precedentemente letta si dovrà trovare una distorsione solitamente non superiore al 10 %.

A tal proposito vale quanto detto nel paragrafo relativo alla selettività. È comunque importante, durante queste due misure della potenza e della distorsione, assicurarsi dell'esatta centratura della sintonia per non incorrere in errori di distorsione dovuti appunto alla selettività.

28.10.2. Misura della banda BF.

Come già detto per il modulatore del trasmettitore, la differenziazione tra i ricevitori FM da quelli AM consiste nel fatto che i primi hanno una banda decrescente di 6 dB per ottava, rispetto ad una banda piatta dei ricevitori AM.

Riportiamo solo la misura della banda BF dei ricevitori FM, da cui si può dedurre anche quella dei ricevitori AM.

Nella misura della banda BF, è importante usare un indice di modulazione abbastanza basso, poichè per frequenze dell'ordine dei 300 Hz il segnale aumenta rispetto ai 1.000 Hz di 10,5 dB, portando alla saturazione gli stadi BF e falsando conseguentemente la misura. Per la stessa ragione anche il volume andrà tenuto basso, in modo da dare un'uscita BF dell'ordine dei 50 ÷ 100 mW.

Sarà consentita, sugli estremi di banda, una tolleranza di ± 3 dB. Data la natura della de-enfasi, ottenuta per lo più con sistemi RC, sugli estremi si troveranno sempre attenuazioni. (Vedi fig. 1.43).

Quando nei ripetitori è necessario ottenere diversi profili BF, ad esempio esaltazioni agli estremi, si ricorre di solito alle controreazioni.

28.11. Misura della modulazione incrociata.

La modulazione incrociata è un fenomeno abbastanza singolare, il quale crea interferenze o tanto peggio segnali spuri al ricevitore, quando ad esso arrivano più segnali. Si parlerà del fenomeno nel paragrafo dedicato ai semiconduttori ad effetto di campo (FET). Ci limiteremo perciò ad illustrare il metodo con cui si effettua la misura.

Trattandosi di modulazione incrociata di due o più segnali, è evidente che bisogna applicare all'ingresso del ricevitore almeno due portanti, prodotte da altrettanti generatori. Il segnale spurio risultante verrà misurato con gli stessi criteri e mezzi impiegati per la misura delle spurie del ricevitore (intermodulazione).

Un fattore assai importante per la misura è l'adattamento dei generatori con l'ingresso del ricevitore sotto misura, per cui sarà necessario impiegare un attenuatore che permetta sia ai generatori che al ricevitore di vedere 50 ohm.

Un attenuatore adatto allo scopo è illustrato in fig. 6.23. Le quattro vie sono identiche e vengono usate indifferentemente, una per il ricevitore, mentre le altre permettono di accoppiarsi con altrettanti generatori. Volendo effettuare la misura con due soli generatori sarà necessario chiudere la via che rimane libera con un carico di 50 ohm.

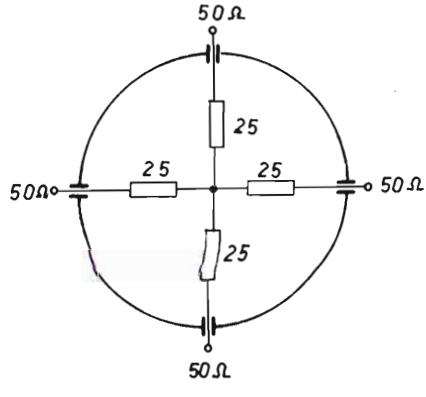


Figura 6.23

Attenuatore miscelatore. *In tutte quattro le uscite* esso fa vedere un'impedenza di 50 ohm.

La disposizione pratica dell'attenuatore somiglia molto a quella rappresentata sullo schema. Si tratta di un blocco di alluminio di 62 × 62 × 25 mm. forato longitudinalmente in croce, con un altro foro al centro, normale al piano della croce, che permette la saldatura delle quattro resistenze da 25 ohm, del tipo antiinduttivo e con tolleranza dell'1 %. Il foro viene poi chiuso per assicurare la continuità e l'adattamento coassiale all'interno dei canali in croce. (fig. 6.24). Le uscite sono realizzate con quattro bocchettoni del tipo UHF da pannello, che permettono l'accoppiamento con gli altri strumenti mediante cavi coassiali.

La misura vera e propria consiste nell'applicare in antenna due segnali (f_1 e f_2), sintonizzati a 25 e 50 kHz sopra la frequenza di canale, se il ricevitore è a canalizzazione stretta, (50 e 100 kHz se invece è a canalizzazione larga).

Questi due segnali rappresentano altrettante stazioni sintonizzate sui due canali adiacenti superiori.

Si aumenteranno ora i segnali dei due generatori contemporaneamente, in modo cioè che l'uscita di uno sia uguale a quella dell'altro, fino a quando il ricevitore comincia a silenziare. Si ritoccherà ora la frequenza relativa al generatore più esterno fino a produrre il massimo silenziamento.

Quando il silenziamento ha raggiunto almeno 12 dB si leggono i livelli di f_1 e f_2, identici tra loro, per esprimerli in dB rispetto alla sensibilità del ricevitore (es. 1 μV).

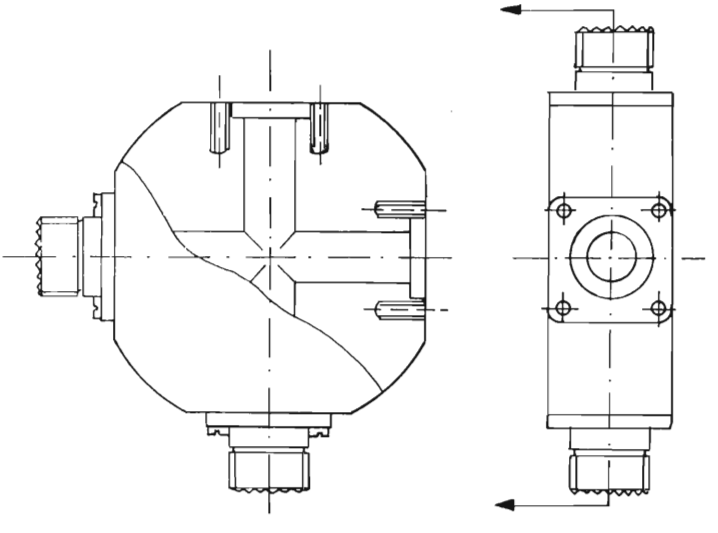


Figura 6.24. - Realizzazione pratica del miscelatore di fig. 6.23.

Si ripeterà la prova precedente, però spostandosi con i due generatori sotto la frequenza di canale, sempre con l'intervallo di un canale tra f_o, f_1, e f_2, cioè i due canali adiacenti inferiori.

Verrà infine scelto come valore di intermodulazione quello corrispondente alla lettura peggiore.

Se f_2 è modulato, invece di ottenere un silenziamento in f_o, si otterrà un segnale sempre più forte man mano che si aumentano f_1 e f_2.

In questo caso si può impiegare il distorsiometro facendo $(S + N + D)/(N + D)$, dove D rappresenta la distorsione il cui 25 % corrisponde a 12 dB di $(S + N + D)/(N + D)$.

Gli americani infine impiegano tre generatori, sintonizzandone uno su f_o, appunto con un livello corrispondente a 12 dB di $(S + N)/N$. Questa è una condizione tipica in cui si può trovare un ricevitore, il quale ricevendo un debole segnale computabile con la sua sensibilità deve risultare immune, per quanto possibile, da forti segnali presenti sui canali adiacenti.

Come avviene per la prova dei due toni nei trasmettitori a banda laterale unica, così pure nei ricevitori, con due segnali adiacenti alla frequenza ricevuta avviene lo stesso fenomeno per cui f_2 battendo con f_1 può dar luogo ad una f_o se lo stadio amplificatore, specie il primo stadio a radiofrequenza non amplifica linearmente.

28.12. Misura del consumo.

Per quanto non sarebbe necessario soffermarsi su tale argomento, vi accenneremo ugualmente per ricordare che le correnti lette dovranno riferirsi alle tensioni nominali di batterla. Si impiegherà perciò una batteria con carica batterie in tampone, o tanto meglio un alimentatore stabilizzato.

Per effettuare la misura di corrente si associerà all'amperometro anche un voltmetro (classe 1 %) per la misura della tensione nominale, dichiarata dal costrutture dell'apparato. In trasmissione si misura la corrente assorbita dall'apparato, assicurandosi che il trasmettitore eroghi la potenza stabilita.

In ricezione si misura il consumo con ricevitore silenziato, cioè con il dispositivo di silenziamento inserito, poichè la presenza della BF varia notevolmente il consumo in funzione della posizione del regolatore di volume.

28.13. Accessori di misura.

Un accessorio di misura che si è rivelato di grande utilità è il rivelatore di radiofrequenza. Esso si rende utile quando si vuole misurare la presenza di radiofrequenza nei vari « punti caldi » di un

apparato, sia per fare la taratura di una catena di moltiplicatori in trasmissione, sia per rivelare l'ampiezza di oscillazione di un oscillatore a quarzo, anche in ricezione. A tale proposito illustriamo una efficace sonda RF che, in unione con uno strumento da 50 μA fondo scala, può essere molto utile. (fig. 6.25).

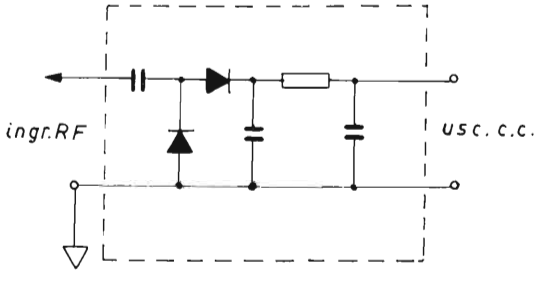


Figura 6.25

Rivelatore di alta frequenza.

Dopo aver sgrossato la misura con il rivelatore si renderà necessario ritoccare tutta la catena pre-tarata per compensare l'errore introdotto dalla capacità del puntale stesso.

CAPITOLO SETTIMO

29. Circuiti

29.1. Descrizione di un moderno radiotelefono 12 W RF destinato a impieghi militari.

Per completezza, riteniamo sia utile descrivere un moderno apparato completamente transistorizzato, impiegante tutti i ritrovati tecnici adatti attualmente ad un apparato professionale (fig. 7.1).

Attualmente sono disponibili sul mercato dispositivi FET, atti a migliorare le caratteristiche di ingresso dei ricevitori. Circuiti integrati, i quali risolvono molti problemi di progetto, consentono inoltre una certa economia di spazio, cosa piuttosto importante in un radiotelefono dove le dimensioni rappresentano una delle caratteristiche peculiari. Infine per citare solo le cose più importanti, i filtri a quarzo risolvono il problema forse più importante di tutto l'apparato e cioè la selettività del ricevitore.

29.2. Descrizione elettrica.

29.2.1. Criteri di progetto.

Il ricetrasmettitore è del tipo « a conversione » e cioè impiega, per il trasmettitore, un sottogruppo oscillatore-moltiplicatore (modulato di fase) a due frequenze fisse che « batte » con l'unico oscillatore di canale, che è anche l'oscillatore del ricevitore, in modo da ottenere la frequenza finale di trasmissione (fig. 4.1).

Si è scelto il ricetrasmettitore a conversione perchè permette, mediante l'adozione del sottogruppo oscillatore-moltiplicatore a due frequenze fisse, un'ottima messa a punto della modulazione del trasmettitore e limita il numero dei quarzi necessari consentendo così un certo risparmio di spazio.

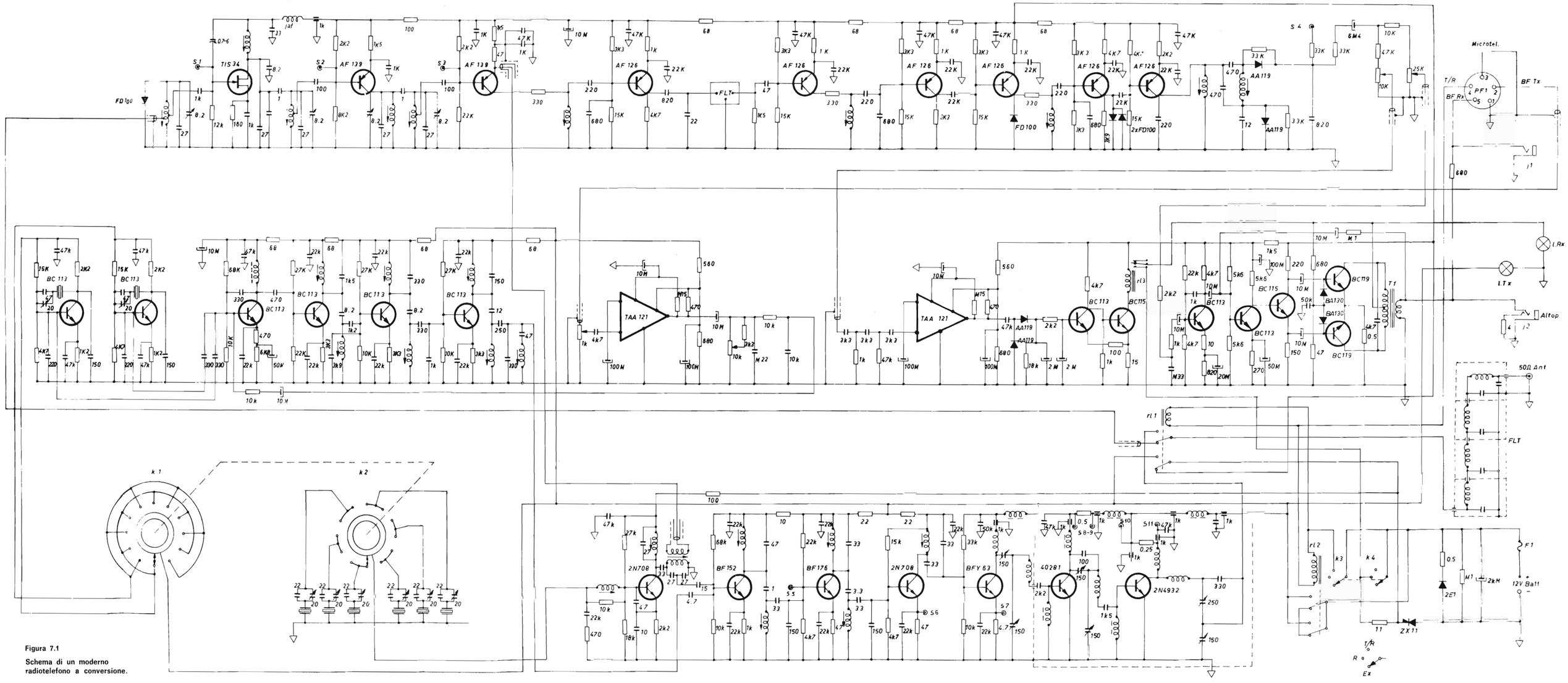


Figura 7.1

Schema di un moderno radiotelefono a conversione.

GRUPPO OSCILLATORE DI CANALE.

Impiega quarzi risonanti serie in armonica meccanica e, mediante il gioco di commutazione del commutatore di canale, funziona nel modo specificato quì di seguito.

Per spiegare il meccanismo della conversione in trasmissione anticipiamo che il trasmettitore ha un sottogruppo oscillatore-moltiplicatore a due frequenze fisse (10,7 MHz e 10,2 MHz).

In ricezione:

Su tutti i canali si impiegano quarzi di frequenza

$$f_q = \frac{f_{cR} - 10{,}7}{2} \text{ MHz}$$

dove f_{cR} è la frequenza di canale in ricezione e 10,7 MHz è il valore della frequenza intermedia del ricevitore.

In trasmissione:

a) Canali isoonda: si impiegano i medesimi quarzi usati per il ricevitore e cioè tali che

$$f_q = \frac{f_{cR} - 10{,}7}{2} \text{ MHz}$$

(essendo isoonda, $f_{cR} = f_{cT}$ in trasmissione). Per questi canali, il segnale ottenuto dall'oscillatore di canale « batte » nel trasmettitore con il segnale a 10,7 MHz ottenuto dal sottogruppo oscillatore-moltiplicatore a due frequenze fisse. In tal modo il medesimo quarzo di canale serve sia per la trasmissione che per la ricezione.

b) Per i canali dove la differenza di frequenza tra il trasmettitore e il ricevitore è di — 500 kHz, il segnale ottenuto dall'oscillatore di canale « batte » nel trasmettitore con il segnale a 10,2 MHz che proviene dal sottogruppo oscillatore-moltiplicatore a due frequenze fisse, quindi in questo caso come nel precedente il medesimo quarzo serve sia per la trasmissione che per la ricezione.

Ricevitore.

Caratteristica fondamentale è quella di essere ad unica conversione e di essere dotato di filtro a cristallo nella frequenza intermedia.

I ricevitori convenzionali sono muniti di due frequenze intermedie, una attorno a 7-10 MHz e una attorno a 455-900 kHz; ciò comporta, oltre all'oscillatore di canale anche l'oscillatore di seconda conversione.

Quindi il ricevitore convenzionale è più complesso circuitalmente ed è soggetto anche alle spurie e all'immagine di seconda conversione.

Nel ricevitore a conversione descritto, la difficoltà di avere una frequenza intermedia a 10,7 MHz ad elevata selettività è stata superata adottando un filtro a cristallo. Questi componenti sono ormai diffusi sul mercato e, per il tipo adottato, sono costruiti da più Case nel medesimo contenitore.

La selettività è molto acuta e, cosa importantissima, non varia sia nel tempo sia per effetto della temperatura, sia per scosse o vibrazioni.

29.2.2. Descrizione del funzionamento dei circuiti.

a) *Ricevitore.*

L'amplificatore RF è costituito da due stadi, entrambi realizzati con transistori a bassissimo rumore e di cui il primo è del tipo FET; prima del mescolatore abbiamo ben cinque circuiti accordati, uno singolo in antenna e due filtri di banda, in modo da assicurare una buona reiezione delle frequenze spurie e dell'immagine.

Un diodo al silicio protegge il primo transistore da sovraccarichi RF.

Nello stadio mescolatore il segnale RF da convertire perviene sulla base mentre il segnale dell'oscillatore locale viene iniettato sull'emettitore.

L'oscillatore principale impiega, come già accennato, quarzi risonanti in serie in armonica meccanica per ottenere la frequenza finale, tale che $2\ f_q + 10{,}7 = f_{cR}$ dove f_q e f_{cR} in MHz rappresentano rispettivamente la frequenza del cristallo e quella di arrivo in antenna.

Segue uno stadio amplificatore di frequenza intermedia che ha come carico il filtro a cristallo che assicura la selettività di tutto il ricevitore.

Infine abbiamo tre stadi amplificatori a 10,7 MHz e due stadi limitatori.

Il discriminatore impiega diodi a semiconduttore ed è del tipo Foster-Seeley, per quanto realizzato circuitalmente in modo non convenzionale.

Il segnale rilevato, attraverso la rete di de-enfasi, viene amplificato da un primo transistore ed inviato al comando di volume; di qui perviene al preamplificatore ed all'amplificatore BF finale. Una rete di controreazione migliora le caratteristiche dell'amplificatore.

Il circuito di silenziamento (squelch) preleva il fruscìo proveniente dal discriminatore mediante un filtro passa-alto, lo amplifica con un circuito integrato, lo rivela e lo duplica con due diodi. La tensione continua così ottenuta, pilota un transistore al silicio.

Quando non vi è segnale in arrivo, la tensione di fruscìo rivelata fa condurre questo transistore, le cui tensioni di collettore e di emettitore variano in modo da interdire il transistore seguente che ha come carico un relé; viceversa, in presenza di una portante, il fruscìo diminuisce, il primo transistore si blocca, mentre le sue tensioni di collettore e di emettitore sbloccano il secondo transistore che aziona il relé posto sul collettore.

Questo relé dà tensione allo stadio finale BF ed accende la lampadina « RX » situata sul pannello frontale. Con questo dispositivo, l'amplificatore BF consuma solo in presenza di portante.

b) *Trasmettitore.*

Come già accennato, esso è costituito da un sottogruppo oscillatore-moltiplicatore, con modulazione di fase, che effettua una moltiplicazione per diciotto ($\times 2 \times 3 \times 3$) per ottenere le due frequenze finali di 10,7 e 10,2 MHz partendo da due cristalli *Q* 101 e *Q* 102 di 566, 667 e 594, 444 kHz.

Il modulatore di fase (Tr 103) effettua la somma vettoriale di due tensioni RF, l'una sfasata rispetto all'altra in modo che quella amplificata e che varia di ampiezza con il segnale BF modulante, combinandosi con quella proveniente direttamente dall'oscillatore, dà luogo alla modulazione di fase.

La moltiplicazione per 18 è un ragionevole compromesso tra una buona deviazione di frequenza (e quindi una buona modulazione) e una forte reiezione dei prodotti spuri o armonici indesiderati.

Al modulatore seguono tre stadi moltiplicatori; il segnale ottenuto (10,2 o 10,7 MHz) viene inviato al primo transistore (Tr 252) del sottogruppo mescolatore-preamplificatore.

A Tr 252 perviene anche il segnale dell'oscillatore di canale e dalla mescolazione abbiamo la frequenza di lavoro richiesta.

Seguono tre stadi amplificatori che assicurano anche la necessaria reiezione dei prodotti di mescolazione indesiderati.

Il telaio di potenza è costituito da due stadi: il pilota con il transistore Tr 257 ed il finale di potenza Tr 258. Questi due transistori sono del tipo planare-epitassiale, adatti ad emettere forti potenze in RF; il transistore finale è ad alta dissipazione ed è autoprotetto contro le conseguenze dei disadattamenti del carico in uscita.

Un filtro d'antenna a quattro celle a pi-greco posto tra l'uscita del trasmettitore e l'antenna taglia le frequenze superiori a quella di lavoro, eliminando così armoniche e spurie.

La parte amplificatrice-limitatrice BF è costituita da un circuito integrato che, oltre a fornire la necessaria amplificazione, funziona anche da limitatore e fa in modo di contenere la deviazione di frequenza (Δ F).

Infatti, poichè la modulazione di fase corrisponde ad una modulazione di frequenza con enfasi di 6 dB per ottava, è necessario che il limitatore non solo sia sensibile alla ampiezza del segnale BF, ma anche alla sua frequenza. Non solo quindi deve intervenire per segnali troppo intensi, ma anche per quelli di frequenza troppo alta.

È quindi normale prassi aumentare l'intensità delle alte frequenze di BF mediante una enfasi, limitare mediante uno squadratore il segnale BF e quindi ripristinare la linearità con una de-enfasi.

Un potenziometro semifisso « Sens » regola la sensibilità di modulazione, mentre un secondo potenziometro « Lim » regola la soglia di limitazione.

c) *Alimentatore.*

Poichè l'apparecchio è tutto transistorizzato ed i circuiti sono stati progettati per funzionare a 12 Vcc, l'alimentazione viene presa direttamente dalla batteria.

Dopo il fusibile un grosso condensatore filtro è stato posto tra i 12 V della batteria e massa. Nello stesso punto, sempre in parallelo alla batteria, vi è un diodo di protezione che ha la funzione di salvaguardare l'apparato contro le inversioni di polarità. Infatti, se il

complesso ricetrasmittente viene collegato alla batteria con i reofori inveriti, questo diodo di protezione conduce e fa saltare il fusibile.

Tutti gli stadi, eccetto gli ultimi tre transistori del trasmettitore ed il finale BF del ricevitore, sono alimentati attraverso una rete di stabilizzazione formata da resistore e diodo Zener.

Abbiamo nell'alimentazione due relé: uno commuta l'antenna e gli 11 V ottenuti dallo Zener, l'altro smista l'alimentazione a 12 V_{cc}.

29.2.3. Descrizione meccanica.

Il radiotelefono descritto ha dimensioni quanto mai ridotte soprattutto in altezza. Il cofano è alto poco meno di 65 mm, mentre all'interno i circuiti elettrici sono tutti sviluppati su un solo piano.

Il telaio si estrae dal cofano dopo aver svitato due viti poste sul retro dell'apparato.

Il pannello frontale, con gli organi di comando e di controllo, è solidale con il telaio stesso.

Figura 7.2. - Ricetrasmettitore TRV 12/70 A con altoparlante e microtelefono.

Sul pannello frontale trovano posto gli organi di comando e controllo (commutatore generale, fusibile, presa per microtelefono, jack per cuffia, interruttore di inclusione altoparlante, commutatore canali, volume, soglia silenziamento e due lampadine di segnalazione).

Sul retro vi è il connettore di batteria, la presa jack per la inserzione dell'altoparlante e il connettore di antenna.

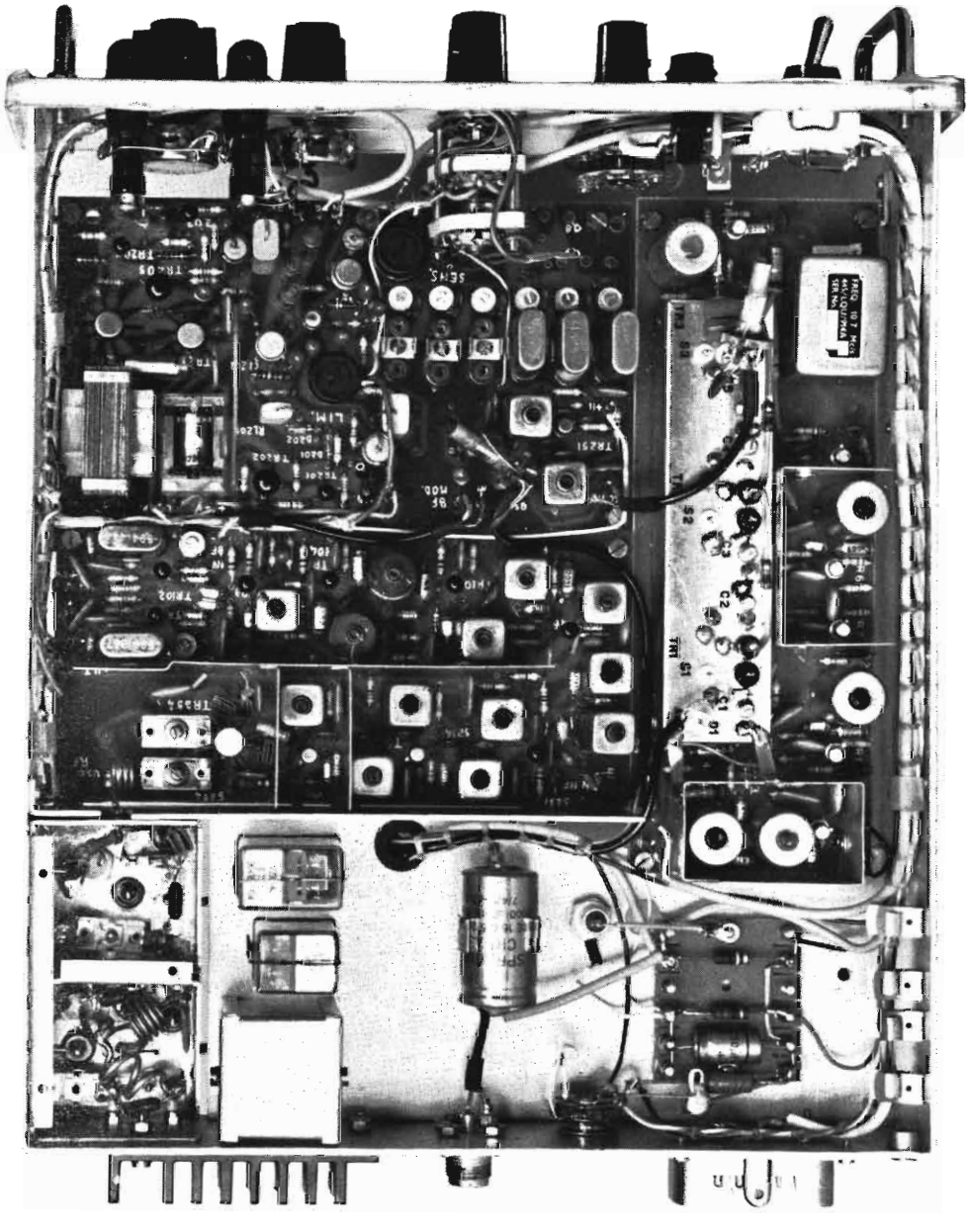


Figura 7.3. - Ricetrasmettitore TRV 12/70 A: vista interna.

All'interno abbiamo: sul circuito stampato, dal lato sinistro, il ricevitore completo sino al discriminatore; sul davanti, al centro e a destra, il sottogruppo oscillatore con le BF del trasmettitore e del ricevitore; dietro vi è il sottogruppo oscillatore-moltiplicatore a frequenza fissa del trasmettitore ed il sottogruppo mescolatore-amplificatore, pure del trasmettitore; sul fondo, a destra, vi è il telaio finale di potenza RF. Da notare, a questo proposito, che questo telaio è in rame argentato, appoggia su due lati alla fiancata di alluminio del telaio di tutto l'apparato; all'esterno, in corrispondenza del telaietto di potenza RF, vi è un dissipatore. A questo modo il calore dei due transistori di potenza viene facilmente smaltito. L'alimentatore è situato a sinistra, sul retro, su un piano metallico.

La fig. 7.2 illustra una veduta di insieme del radiotelefono, mentre la fig. 7.3 ne mostra il circuito stampato dal lato componenti.

Sul fianco destro è sistemato il ricevitore, mentre il restante pannello contiene i quarzi, vicino al commutatore, la BF, sulla sinistra in alto, e l'eccitatore del trasmettitore, nella parte centrale.

La parte inferiore a sinistra lascia vedere il telaietto finale RF con il coperchio rimosso, mentre nel restante spazio c'è il filtro per le spurie, i relé di servizio e il circuito di stabilizzazione della tensione a 12 Vcc.

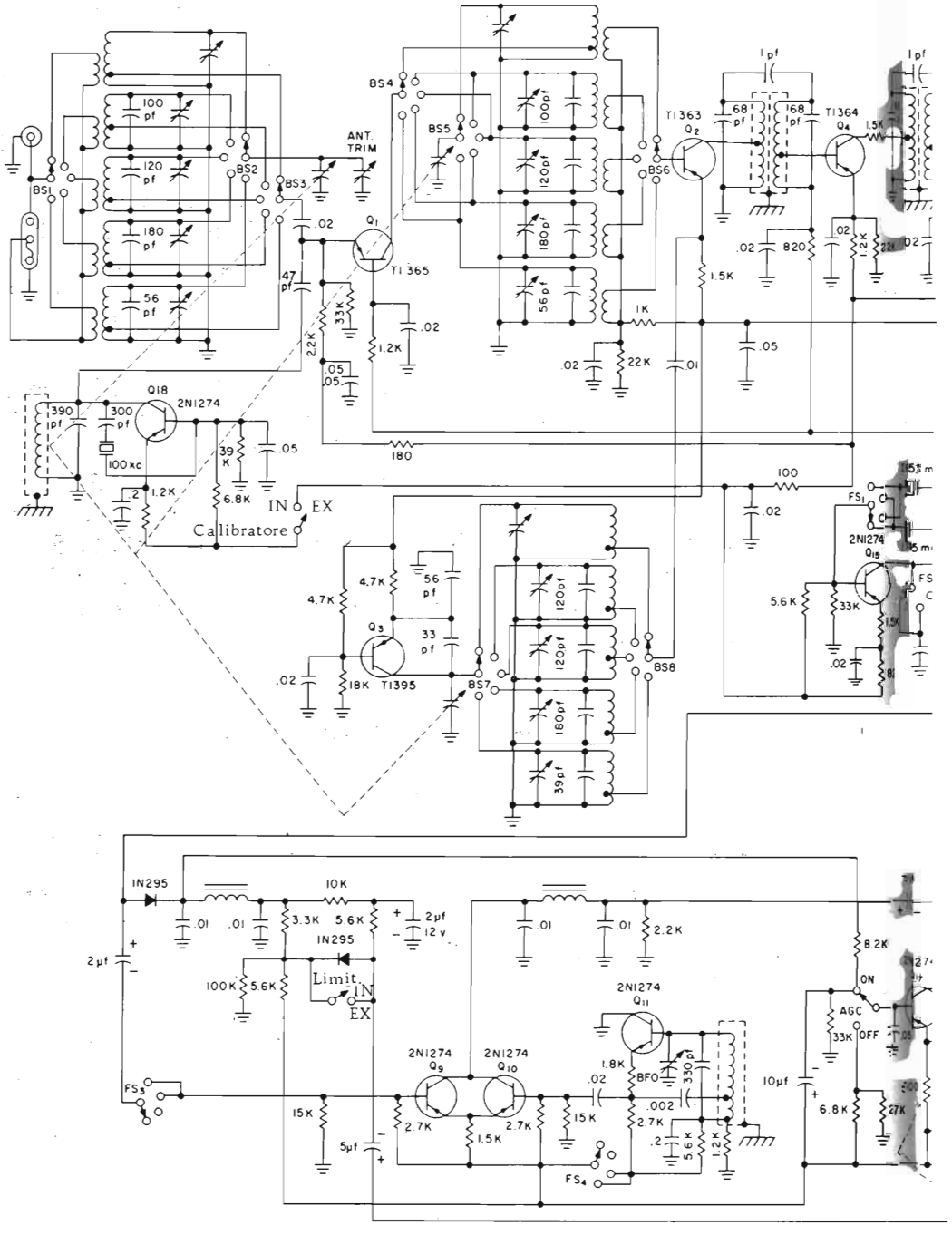
29.3. Ricevitore professionale per radioamatori. (1)

In fig. 7.4 viene illustrato un ricevitore professionale adatto particolarmente alle bande riservate ai radioamatori e nonostante le sue caratteristiche può essere impiegato anche su mezzi mobili per servizi di emergenza, dato il veramente modesto consumo di corrente. Infatti esso può essere alimentato dalla rete luce oppure dai 12 Vcc. di una batteria di automobile.

Le principali caratteristiche dell'apparecchio sono: la tripla conversione su tutte le bande, la selettività variabile a 85 kHz della terza frequenza intermedia, il rivelatore a prodotto adatto quindi a rivelare segnali AM, CW, SSB. Lo schema a blocchi è illustrato in fig. 7.5.

Lo stadio RF (Q_1) lavora in base comune e la sua uscita è accoppiata alla base del mescolatore (Q_2), mentre il segnale proveniente dal

(1) Per gentile concessione della TEXAS INSTRUMENTS.


BS1
BS2
BS3
BS4
BS5
BS6
BS7
BS8
100 pf
120 pf
180 pf
56 pf
ANT. TRIM
Q1
TI 365
47 pf
.02
33K
1.2K
2.2K
.05
Q18
2N1274
390 pf
300 pf
100 kc
39 K
6.8K
IN EX
Calibratore
100pf
120pf
180pf
56 pf
39pf
1K
22K
.01
180
TI363
Q2
1 pf
68 pf
168 pf
TI364
Q4
1.5K
820
100
FS1
2N1274
Q15
5.6K
33K
4.7K
56 pf
33 pf
Q3
18K
TI395
IN295
10K
3.3K
5.6K
2 µf
12 v
100K
Limit.
IN
EX
2.2K
8.2K
ON
AGC
OFF
2N1274
Q11
1.8K
BFO
330 pf
.002
2.7K
5.6K
1.2K
10µf
6.8K
27K
FS3
FS4
2N1274
Q9
Q10
15K
5µf
1.5K

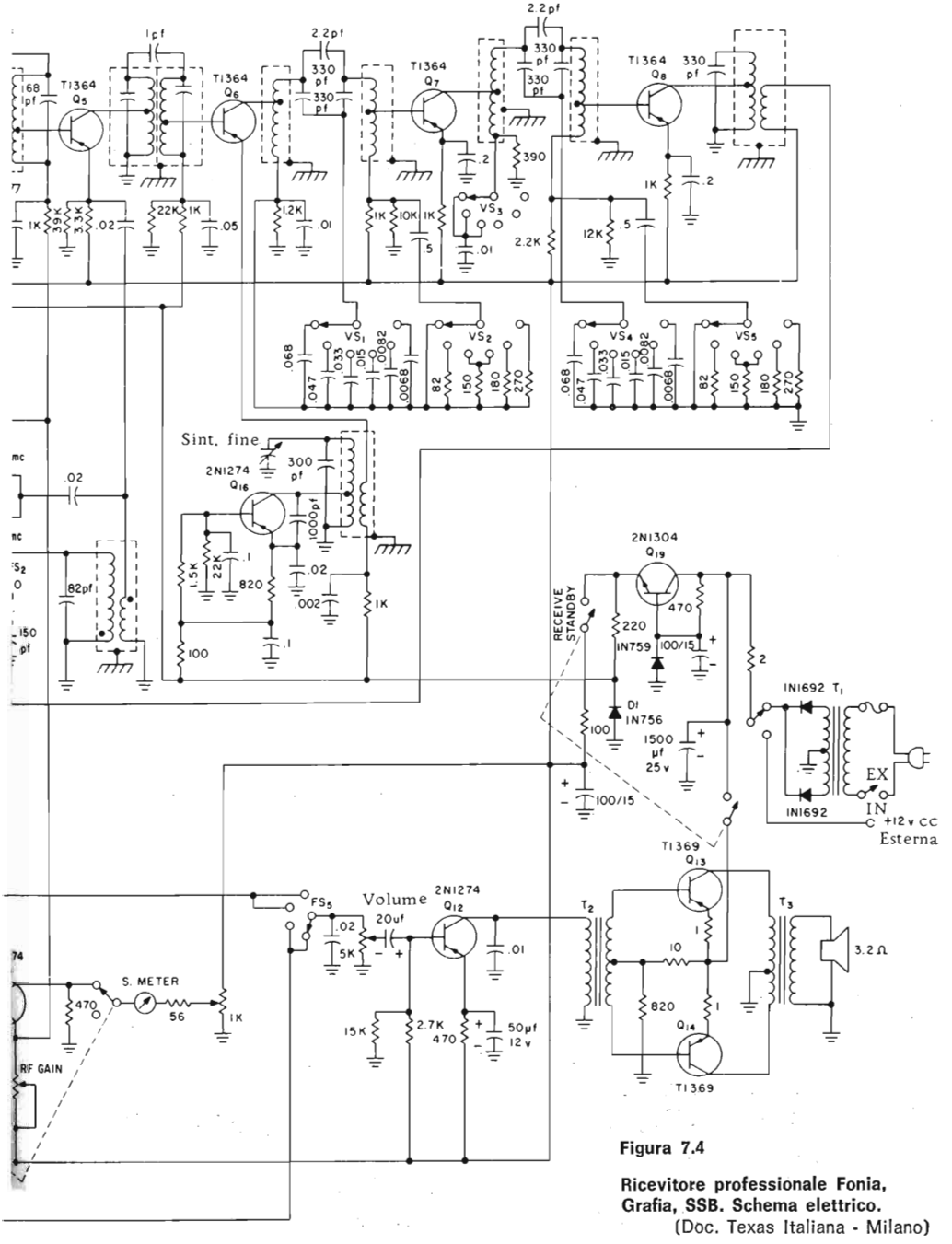


Figura 7.4

Ricevitore professionale Fonia, Grafia, SSB. Schema elettrico.
(Doc. Texas Italiana - Milano)

primo oscillatore locale viene iniettato nell'emettitore. L'uscita di Q_2 infine è accordata a 2,2 MHz, valore della prima FI. Q_4 serve ad isolare la prima FI dal secondo mescolatore, inoltre contribuisce ad aumentare il guadagno e la reiezione della frequenza immagine. Q_5, secondo mescolatore, converte la FI da 2,2 MHz in 455 kHz, seconda FI. Dalla mescolazione con 2655 kHz oppure 1745 kHz, dipende la ricezione della banda superiore o quella inferiore in SSB. La FI a 455 kHz è ancora convertita in un valore di 85 kHz ± 3 kHz, tramite Q_6.

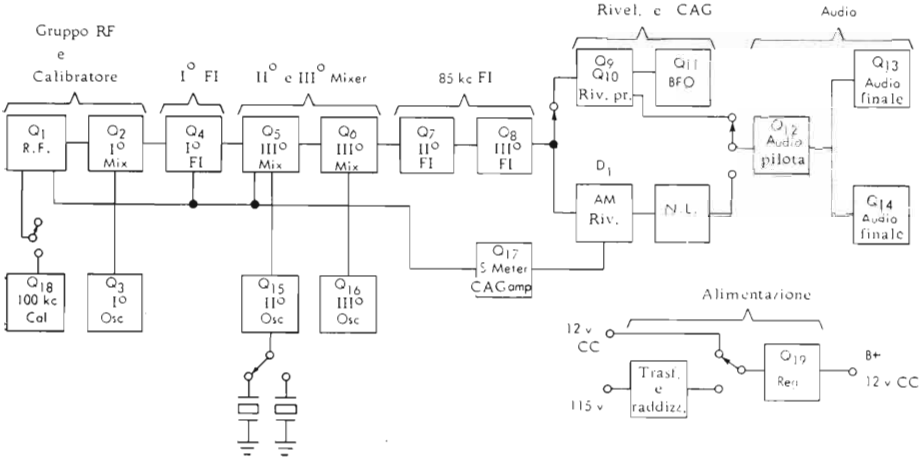


Figura 7.5. - Ricevitore professionale Fonia, Grafia, SSB, Schema a blocchi.
(Doc. Texas Italiana - Milano)

L'oscillatore di terza conversione (Q_{16}) è variabile entro una stretta fascia, così da permettere una sintonia estremamente fine attorno al valore di 85 kHz. Ciò è molto utile nella ricezione dei segnali a banda laterale unica.

I due stadi a FI di 85 kHz composti da Q_7 e Q_8 sono interessati alla selettività variabile, ottenuta variando il Q e il fattore di accoppiamento dei filtri di banda.

L'uscita della terza FI perviene a un diodo rivelatore per i segnali AM, mentre per la ricezione SSB e CW la rivelazione è effettuata da Q_9 e Q_{10} impiegati come rivelatori a prodotto. Q_{11} è l'oscillatore di nota per il CW e reinseritore della portante in SSB. La frequenza di Q_{11} è

ovviamente variabile per facilitare l'ascolto dei segnali telegrafici non modulati (A_1). Q_{17} è un amplificatore combinato per il CAS e per il misuratore del campo ricevuto (S'meter). Il resistore dell'emettitore di Q_{17} è variabile ed è usato quale regolatore di guadagno RF. Il CAS è applicato a Q_1, Q_4, e Q_5. Q_{19} assolve la funzione di stabilizzatore della tensione generale di tutto il ricevitore, escluso solo lo stadio finale BF. Infine uno zener (D_1) stabilizza ulteriormente la tensione dell'oscillatore di prima conversione, nonchè il primo e il terzo stadio mescolatore, migliorandone così la stabilità.

Il ricevitore descritto dispone inoltre di circuiti accessori come il dispositivo antidisturbo (ANL) e il calibratore a 100 kHz.

Le caratteristiche principali sono:

Sens. (su tutte le bande)	< 0,8 μV per 10 dB S/N
Selettività variabile	da 1,5 ÷ 6 kHz a — 6 dB
Figura di merito del CAS	80 dB
Sovraccarico RF a 30 % mod. . . .	30 mV
Reiezione immagine:	
bande 1, 2, 3	> 60 dB
bande 4 e 5	> 50 dB
Potenza BF al 10 % dist.	2 W
Impedenza di ingresso su tutte le bande	50 ohm

29.4. Trasmettitore da 1 W a 27 MHz. [1]

La fig. 7.6 illustra un tipico circuito di trasmettitore AM a transistori della potenza di un watt di alimentazione. Q_1 è l'oscillatore controllato a cristallo mentre Q_2 è lo stadio finale.

L'oscillatore in base comune oscilla tramite C_1 che riporta il segnale del collettore all'emettitore, mentre il rapporto di reazione viene stabilito da C_1 e C_2. Dovendo Q_1 erogare potenza è necessario che la resistenza dell'emettitore sia di basso valore, pertanto si è reso

(1) Per gentile concessione della TEXAS INSTRUMENTS.

necessario mettere in serie ad esso una induttanza di 22 μH autorisonante a 27 MHz. La potenza di uscita dell'oscillatore è di circa 150 mW; questa potenza viene trasferita a Q_2 che lavora in classe C attraverso L_1. L'accoppiamento tra Q_2 e l'antenna avviene attraverso una sezione di filtro a π-L. Questo tipo di rete è richiesto per mantenere alto il Q proprio del circuito volano ed ottenere contemporaneamente una buona attenuazione alle componenti spurie e armoniche. La C_3 da 10 pF è una capacità di neutralizzazione dello stadio di uscita.

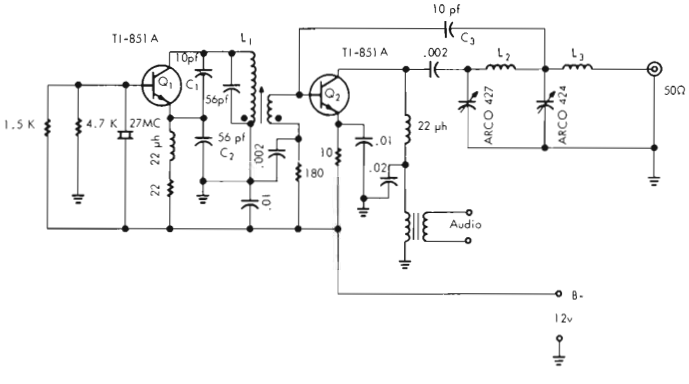


Figura 7.6. - Trasmettitore AM 27 MHz da 1 W.
(Doc. Texas Italiana - Milano)

La modulazione del trasmettitore da un watt è del tipo ad alto livello e cioè in serie alla componente continua di collettore dello stadio finale RF. La potenza BF richiesta è di circa 500 mW.

Le caratteristiche principali del trasmettitore sono:

Potenza di alimentazione	1 W
Potenza di uscita RF	500 mW
Potenza di modulazione BF . . .	500 mW
Percentuale di modulazione . . .	80 %

29.5. Trasmettitore eccitatore FM a 150 MHz. [1]

Il circuito illustrato in fig. 7.7 è un eccitatore FM, ma potrebbe anche essere impiegato come trasmettitore portatile data la sua possibilità di erogare 250 mW RF su un carico di 50 ohm.

Il circuito consiste di un oscillatore controllato a quarzo, un modulatore di fase, tre stadi triplicatori ($27 \times f$), uno stadio separatore e un parallelo di potenza in uscita RF.

Q_1 è un oscillatore in emettitore comune operante nella frequenza di 5,5 MHz, nel quale la reazione avviene attraverso il cristallo e la base (risonanza serie). L'uscita dell'oscillatore è accoppiata capacitivamente con la base del modulatore di fase (Q_2). Anche la BF viene iniettata sulla base di Q_2 tramite una bobina di arresto RF da 2,7 mH.

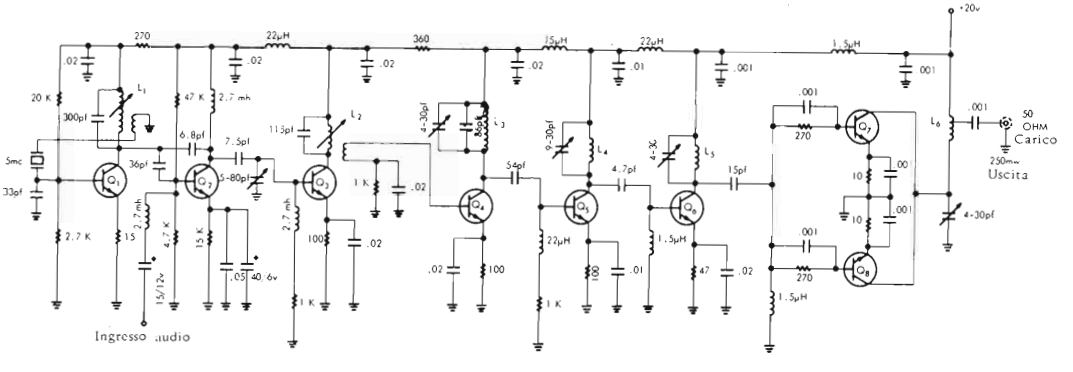


Figura 7.7. - Eccitatore FM 150 MHz, 250 mW uscita.
(Doc. Texas Italiana - Milano)

L'uscita del modulatore di fase Q_2 è accoppiata al primo triplicatore Q_3 il quale porta la frequenza a 16,5 MHz, essendo il suo circuito anodico accordato sulla terza armonica della frequenza del quarzo.

Q_4 e Q_5 sono a loro volta accordati in collettore sulla terza armonica, per cui le frequenze successive passano da 16,5 a 49,5 e 148,5 MHz rispettivamente. L'uscita così ottenuta viene amplificata da uno stadio

(1) Per gentile concessione della TEXAS INSTRUMENTS.

pilota Q_6 che ha lo scopo anche di ripulire il segnale dalle armoniche di secondo, di terzo, ecc. ordine. L'uscita di Q_6 è accoppiata ad un parallelo di transistori (Q_7 e Q_8), i quali forniscono la potenza stabilita.

Le polarizzazioni degli stadi finali sono separate, allo scopo di compensare ogni sbilanciamento del β statico tra i due transistori. Tutti gli stadi, eccetto Q_1 e Q_2, sono autopolarizzati e lavorano in classe C.

Lo stadio di uscita è accoppiato ad un circuito accordato, mentre una presa sulla bobina di uscita trasforma l'impedenza di carico del transistore in una da 50 ohm, adatta ad alimentare un'antenna oppure uno stadio finale di maggior potenza.

Opportune bobine di arresto e capacità del tipo passante assicurano il necessario disaccoppiamento tra gli stadi. La potenza di uscita RF come si è detto è di 250 mW e l'indice di modulazione risulta di 5 kHz rispetto alla frequenza portante.

29.6. Eccitatore SSB per i 20 m [1].

Il circuito illustrato in fig. 7.8 è un completo eccitatore a SSB del tipo a soppressione di banda a mezzo filtro. Esso consiste di un mescolatore bilanciato per la soppressione dei prodotti indesiderati di mescolazione, nonchè della portante generata dall'oscillatore; può utilizzare l'intera porzione destinata ai radioamatori nel campo dei 20 m e in esso vi è un relé comandato dei segnali BF in partenza (VOX) quale automatismo per passare in trasmissione ogni qual volta si parla davanti al microfono. Si sono mantenute condizioni di linearità negli stadi pilota nonchè nel finale di uscita attraverso l'applicazione di un modesto tasso di polarizzazione in modo da portare il punto di lavoro delle transconduttanze nel tratto di miglior linearità.

La potenza di uscita dell'eccitatore è di circa 300 mW quando lavora con 12 V_{cc} di alimentazione. Tale potenza può essere usata per pilotare stadi lineari di maggior potenza. Infine lo stesso circuito può venire impiegato su altre bande dei radioamatori con semplici modifiche. Il funzionamento del circuito stadio per stadio, è descritto di seguito.

---

(1) Per gentile concessione della TEXAS INSTRUMENTS.

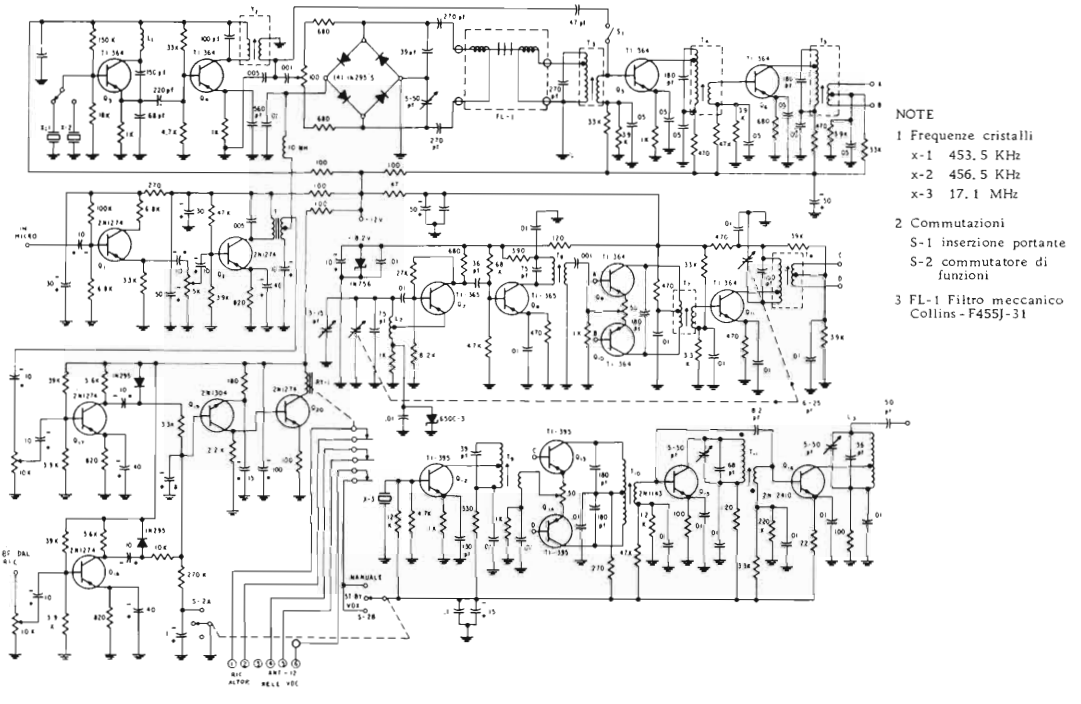


Figura 7.8. - Eccitatore SSB 15 MHz, 300 mW PeP.
(Doc. Texas Italiana - Milano)

1) *Amplificatore audio.*

L'amplificatore audio consiste di uno stadio a collettore comune (Q_1), il quale pilota un emettitore comune (Q_2) capace di fornire 350 mV BF al modulatore bilanciato. Il guadagno in potenza è di circa 30 dB. Lo stadio a collettore comune presenta un'alta impedenza di ingresso adatta a microfoni piezoelettrici.

2) *BFO e separatore.*

Q_3 è un oscillatore controllato a cristallo operante su 453,5 kHz oppure 456.5 kHz commutabile a seconda di quale delle due bande si vuole scegliere. Q_4 stadio separatore, amplifica il segnale ricevuto da Q_3 e si accoppia al modulatore bilanciato attraverso T_2.

3) *Modulatore bilanciato.*

Un gruppo di quattro diodi accoppiati per una uguale corrente diretta (4 mA di caduta) assicurano l'adeguato bilanciamento. Un ulteriore controllo del bilanciamento viene ottenuto tramite un potenziometro da 100 ohm e un condensatore variabile da 50 pF. Una porzione del segnale BFO è commutata sulla base del primo amplificatore FI, eliminando la necessità di sbilanciare il modulatore ogni volta che si deve sintonizzare lo stadio di uscita RF.

4) *Filtro di soppressione e amplificatore a FI di* 455 kHz.

L'uscita del modulatore bilanciato è a doppia banda laterale con la soppressione della portante. Questo inviluppo viene applicato ad un filtro meccanico Collins, tipo F 455 J 31, dove la banda indesiderata viene virtualmente eliminata, mentre attraverso il trasformatore T_3 il segnale stesso viene applicato agli stadi a FI 455 kHz Q_5 e Q_6. Il guadagno in potenza del filtro meccanico più i due stadi amplificatori a FI è di circa 34 dB.

5) *VFO.*

L'oscillatore a frequenza variabile (Q_7) e un amplificatore separatore (Q_8) coprono un intervallo di frequenza da 3.200 kHz a 3.460 kHz.

6) *Primo mescolatore bilanciato e amplificatore.*

Q_9 e Q_{10} comprendono un mescolatore bilanciato in cui vengono accoppiati l'uscita a 455 kHz e il segnale proveniente dal separatore del VFO.

L'uscita del mescolatore bilanciato è sintonizzata su 2.875 kHz con una larghezza di banda a — 3 dB di circa 110 kHz. Questo segnale è accoppiato alla base di Q_{11} sintonizzato sempre su 2.875 kHz, ma la selettività a — 3 dB è questa volta di circa 50 kHz.

L'uscita di questo stadio viene regolata assieme al VFO in modo da mantenere sempre una differenza di 455 kHz. Il guadagno di potenza del mescolatore bilanciato combinato con l'amplificatore Q_{11} è di circa 36 dB.

7) *Oscillatore a cristallo di alta frequenza.*

Q_{12} viene impiegato in un convenzionale circuito oscillante a cristallo in base comune, il quale funziona da oscillatore principale per la generazione della frequenza finale da trasmettere. Cambiando tale frequenza è possibile lavorare su altre bande.

8) *Secondo mescolatore bilanciato.*

Il secondo mescolatore bilanciato consiste di una coppia di transistori (Q_{13} e Q_{14}) operanti in circuito controfase. L'uscita di Q_{11}, tramite il trasformatore T 8 viene inviata alla base di Q_{13} e Q_{14}. La iniezione dell'oscillatore Q_{12} viene applicata al centro di un potenziometro connesso tra gli emettitori di Q_{13} e Q_{14}.

9) *Pilota e stadio finale di alta frequenza.*

L'uscita del secondo mescolatore bilanciato contiene il segnale a SSB su 20 m. Questo segnale è inviato ad uno stadio pilota neutralizzato (Q_{15}) e infine ad uno stadio di uscita (Q_{16}). La potenza RF sviluppata al collettore di Q_{16} è di circa 300 mW.

10) *Circuito del* VOX *e anti* VOX.

Una porzione del segnale BF proveniente da Q_2 è inviata ad un amplificatore in corrente continua (Q_{19} e Q_{20}) accoppiato ad un relé.

Q_{17} è il transistore VOX. Q_{18}, identico a Q_{17}, riceve i segnali BF provenienti dal ricevitore e funziona da anti VOX. Tutti e due i segnali provenienti da Q_{17} e Q_{18} vengono rettificati e applicati all'amplificatore in continua del relé.

La regolazione opportuna dei livelli di Q_{17} *e* Q_{18} permette un appropriato impiego dell'automatismo, mentre un commutatore (S2 a e S2 b) permette l'uso dell'apparato con il dispositivo VOX inserito oppure manuale.

Le caratteristiche più importanti dell'eccitatore SSB sono le seguenti:

Soppressione della portante . . .	> 50 dB
Soppressione banda indesiderata . .	> 50 dB
Soppressione prodotti di mescolazione	> 50 dB
Potenza di uscita	300 mW

29.7. Citizen band da 3 W RF [1].

Il *GW* 14, ricetrasmettitore destinato al traffico cittadino (citizen) è stato realizzato dalla Heathkit (fig. 7.9). Esso consta di un ricevitore superetorodina e di un trasmettitore AM, con in comune la BF, sia in ricezione che in trasmissione. L'alimentazione è a 12 V_{cc}.

La semplicità di questo radiotelefono è tale per cui ci limiteremo a descrivere il circuito solo per sommi capi (fig. 7.10).

Figura 7.9. - Radiotelefono Heathkit GW-14 Citizen's band.
(Doc. Larir - Milano)

Ricevitore.

All'ingresso di antenna trovasi un diodo di sovraccarico (D_1), esso serve anche da protezione per la base di Q_1 dalle scariche statiche. Q_1 amplifica a RF mentre Q_2 è il mescolatore, all'emettitore del quale perviene la iniezione dell'oscillatore locale (Q_3) che è separato. 23 cri-

---

[1] Per gentile concessione della HEATH COMPANY.

stalli, montati in risonanza parallelo, assicurano la ricezione su altrettanti canali.

Q_4 funziona da amplificatore del CAS così che per effetto della variazione della tensione che arriva in base dalla rivelazione si ottiene una variazione della resistenza serie dello stesso Q_4, che funge da resistenza di emettitore di Q_2, così quest'ultimo resta controllato in guadagno. Q_5 e Q_6 sono due stadi a FI a 455 kHz; D_2 funziona come rivelatore e D_3 come antidisturbo a soglia fissa.

La catena BF può erogare una potenza di 3 W in altoparlante.

Il ricevitore descritto dispone di un dispositivo di silenziamento durante le pause di ricezione utilizzando Q_7 che, per effetto di una portante in arrivo permette a Q_8 (normalmente interdetto) di sbloccarsi, lasciando passare il segnale BF.

L'apparecchio dispone inoltre di un microamperometro in funzione di misuratore del campo ricevuto (S'-meter). Lo stesso strumento diventa in trasmissione l'indicatore di potenza e del picco di modulazione.

Trasmettitore.

La parte RF è costituita da tre transistori.

Q_{12} è l'oscillatore a cristallo, sempre a 23 canali, Q_{13} è lo stadio pilota e Q_{14} quello di potenza.

Questi due ultimi stadi sono autopolarizzati e ognuno dei due è modulato di ampiezza mediante un avvolgimento terziario posto sul trasformatore di uscita BF. Con questo accorgimento si ottiene una modulazione al 100 % poichè ognuno dei due stadi rimane modulato al 50 %. Un filtro passa basso a cinque celle assicura una buona attenuazione ai segnali armonici e spuri.

L'uscita RF è di circa 3 W sulle frequenze da 26,965 a 27,255 MHz.

Il pulsante di trasmissione-ricezione è posto sul microfono e in posizione « trans » esso invia una tensione alla base di Q_7 in modo da assicurare lo sblocco di Q_8.

Tutti i servizi di commutazione avvengono tramite un relé a quattra scambi, comandato sempre dal pulsante di trasmissione.

L'apparecchio dispone di un diodo (D_7) contro l'inversione della polarità di alimentazione e di un filtro L_1 che pulisce i 13,5 V_{cc} dalle tensioni impulsive provocate dal collettore della dinamo di bordo, quando il motore è in moto.

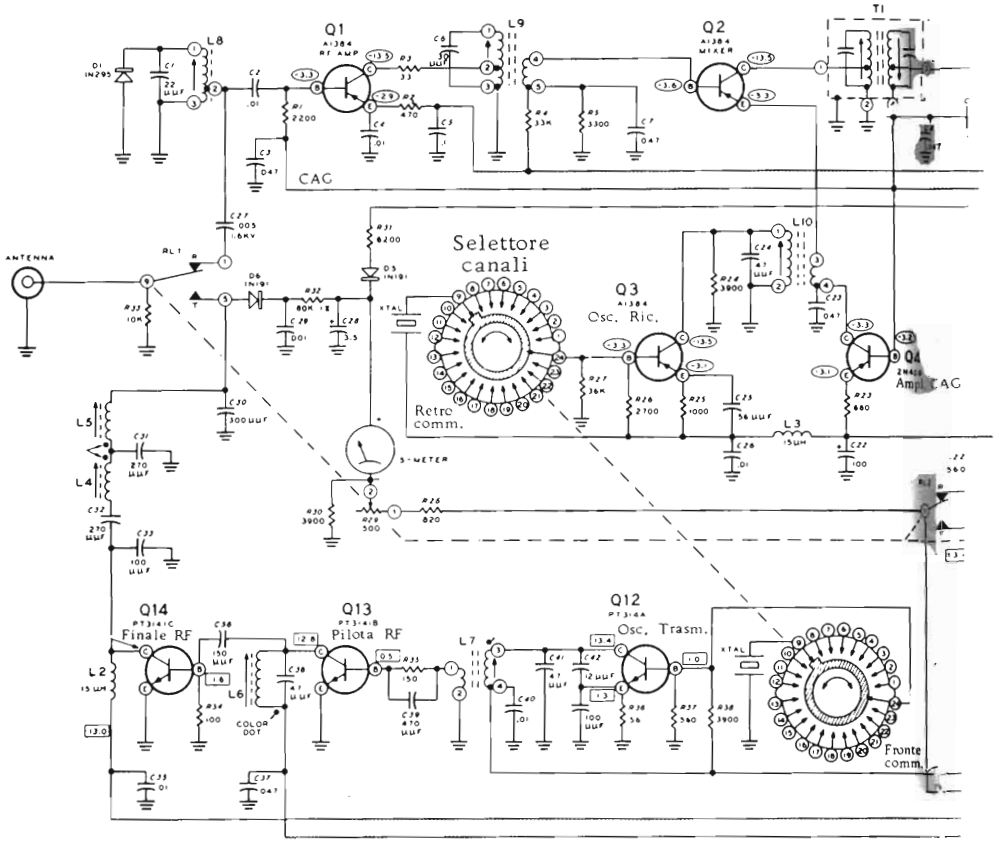
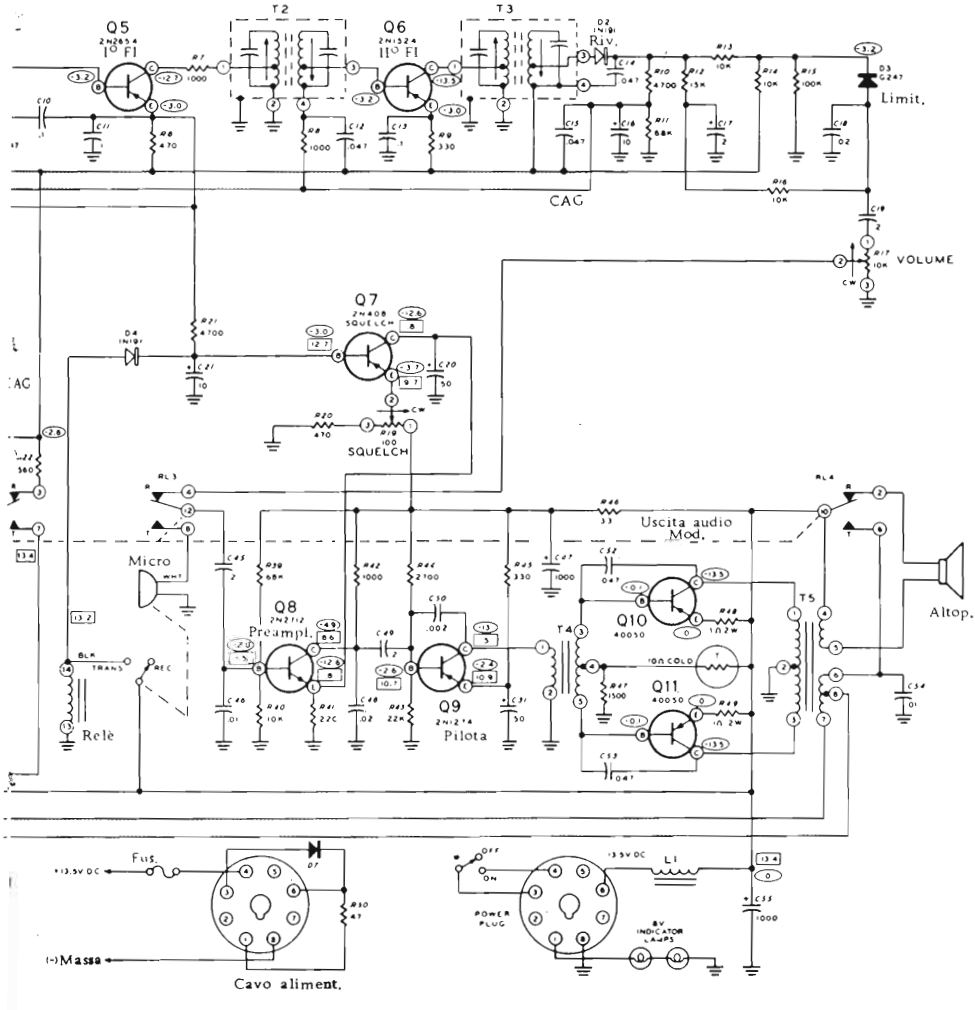
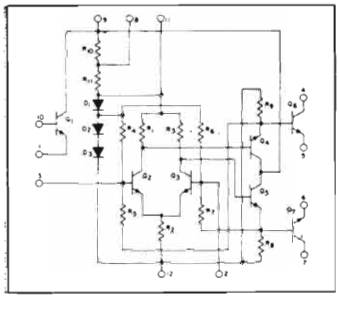


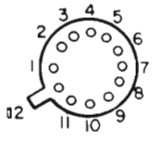
Figura 7.10. - Radiotelefono GW-14 Heathkit. Schema elettrico.



(Doc. Larir - Milano)



IC CA3020



CA 3020

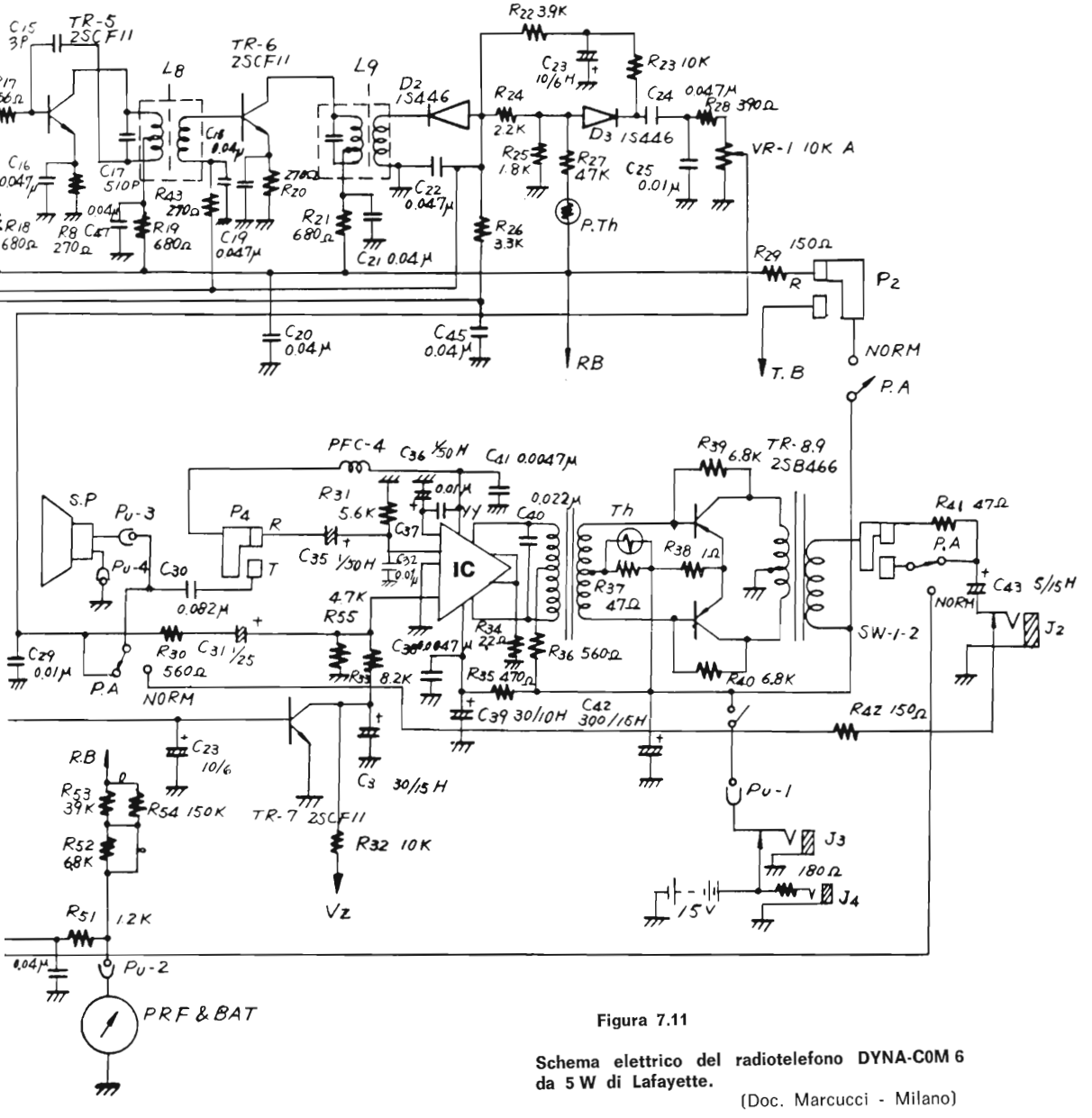


Figura 7.11

Schema elettrico del radiotelefono DYNA-COM 6 da 5 W di Lafayette.

(Doc. Marcucci - Milano)

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Ricevitore:

Sensibilità per 10 dB di (S + N)/N . . . . . ½ μV
Selettività ai canali adiacenti . . . . . 30 dB
Limitatore dei disturbi del tipo tosatore autoregolato
Potenza BF. . . . . 3 W

Trasmettitore:

Oscillatore a quarzo in terza armonica meccanica.
Stabilità di canale entro 0,005 % della frequenza del cristallo da — 30° a + 55° C.
Potenza assorbita . . . . . 5 W
Potenza RF resa su 50 ohm . . . . . 3 W

Dati comuni:

23 canali sugli 11 m da 26,965 a 27,255 MHz.
Impedenza di antenna. 50 Ω
Consumo in ricezione (attesa) 120 mA, oppure 60 mA con batteria portatile (lampadine disinserite).
Consumo in trasmissione non modulata con alimentazione da 12 a 13,5 Vcc. circa 750 mA.
Dimensioni: altezza 7,3 cm, larghezza 17,8 cm, profondità 28 cm.
Peso: Kg. 2,380.
Accessori: GWA-14-1. Alimentatore della rete, uscita 12 V.

29.8. DINA-COM 6. - Trasmettitore 5 W 6 canali Walkie-Talkie [1]

La fig. 7.11 illustra un ricetrasmettitore AM, della serie Walkie-Talkie e cioè della serie portatile. La sua potenza input è di 5 W a 27 MHz, mentre le altre caratteristiche sono quelle di un ottimo apparecchio professionale.

Il ricevitore del tipo supereterodina impiega uno stadio preamplificatore RF con diodo di sovraccarico sulla base.

L'oscillatore a cristallo (6 frequenze) è stabilizzato elettronicamente tramite T_{r4} ed è separato dal mescolatore.

---

(1) Per gentile concessione de LAFAYETTE.

Il ricevitore impiega un filtro meccanico nella FI per ottenere una migliore selettività, seguito da due stadi amplificatori FI. Rivelatore, CAS e antidisturbo sono stati studiati in modo da assicurare le migliori condizioni di ricezione.

T_{r7} assolve la funzione di silenziatore regolabile. Esso entra in funzione quando manca la portante.

La BF utilizza un circuito integrato quale pilota dello stadio finale BF, il cui impiego è comune sia al ricevitore che al trasmettitore. Un terzo impiego della BF è quello destinato all'uso come amplifica-

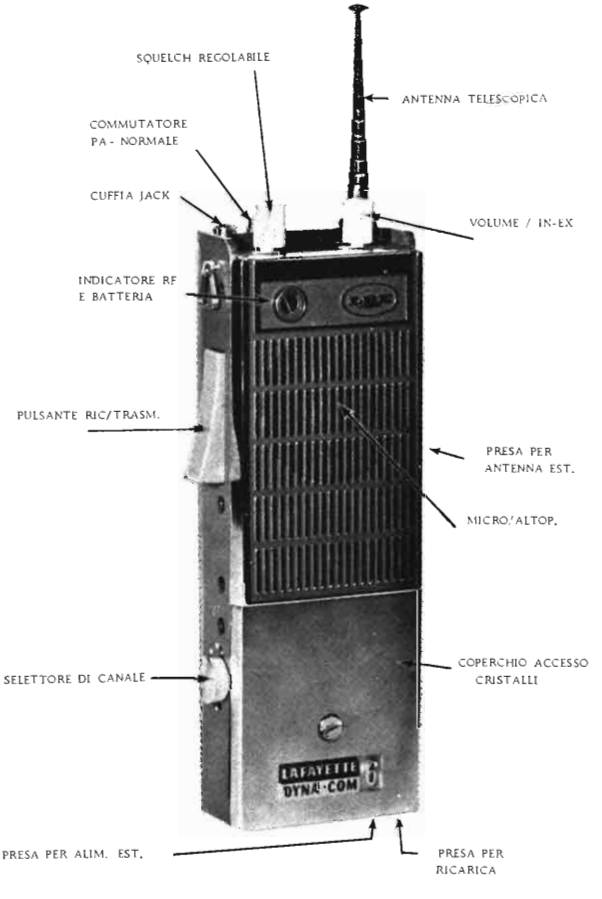


Figura 7.12. - DINA-COM 6. Vista di insieme del radiotelefono.
(Doc. Marcucci - Milano)

tore di potenza in unione con un altoparlante esterno, destinato quindi al « Public Address » (PA), pubblicità, ecc.

Il trasmettitore modulato sul finale e sul pilota è alimentato a RF da un primo stadio oscillatore controllato a quarzo, monocomandato con i canali del ricevitore.

Uno strumento indicatore della potenza RF funziona in ricezione da indicatore dello stato di carica delle batterie.

L'alimentazione richiesta è di 15 ÷ 18 V_{cc} ottenuti da batterie interne all'apparecchio o da una sorgente esterna (accessorio).

La fig. 7.12 illustra l'apparecchio descritto.

29.9. HB-600. Ricetrasmettitore a 23 canali da 5 W [1]

Il radiotelefono che si descrive di seguito è un apparecchio di classe superiore, adatto al montaggio su autoveicoli e funzionante in AM sulle frequenze Citizen Band (CB).

Come si vede dallo schema a blocchi di fig. 7.13 il ricevitore è a doppia conversione e introduce innovazioni sulle quali vogliamo richiamare l'attenzione del lettore: dall'antenna partono due canali RF, uno sintonizzato su una delle 23 frequenze assegnate, attorno ai 27 MHz, mentre il secondo è accordato fuori banda (25 MHz) in modo da raccogliere solo i disturbi impulsivi e statici in arrivo. La mescolazione dei due canali RF avviene in un demodulatore bilanciato dove si ha la cancellazione del disturbo, ma soprattutto in esso si ha la seconda conversione, essendo a questo stadio applicato anche l'oscillatore di seconda conversione. Il segnale risultante all'uscita del demodulatore è a doppia banda laterale del valore ± II^a FI con la soppressione della portante di seconda conversione. Un filtro meccanico elimina la banda indesiderata e seleziona il canale utilizzato.

L'oscillatore di seconda conversione controllato a quarzo dispone di altri due cristalli posti 2,5 kHz sopra e sotto il valore nominale, in modo da poter centrare i segnali slittati di mezzo canale in più o in meno, ottenendo così sempre il valore della FI. Circuiti accessori del recevitore sono l'indicatore del campo ricevuto (S' meter), che in trasmissione indica la potenza resa, l'antidisturbo (ANL) e il silenziatore regolabile (squelch) che blocca la BF in assenza di portante.

---

(1) Per gentile concessione de LAFAYETTE.

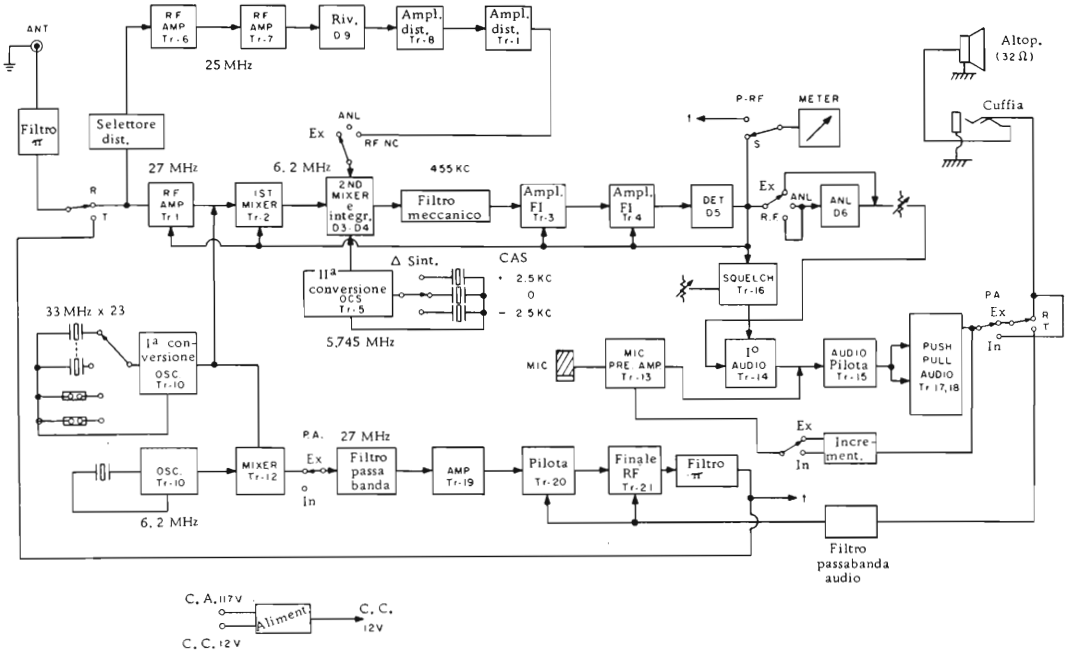
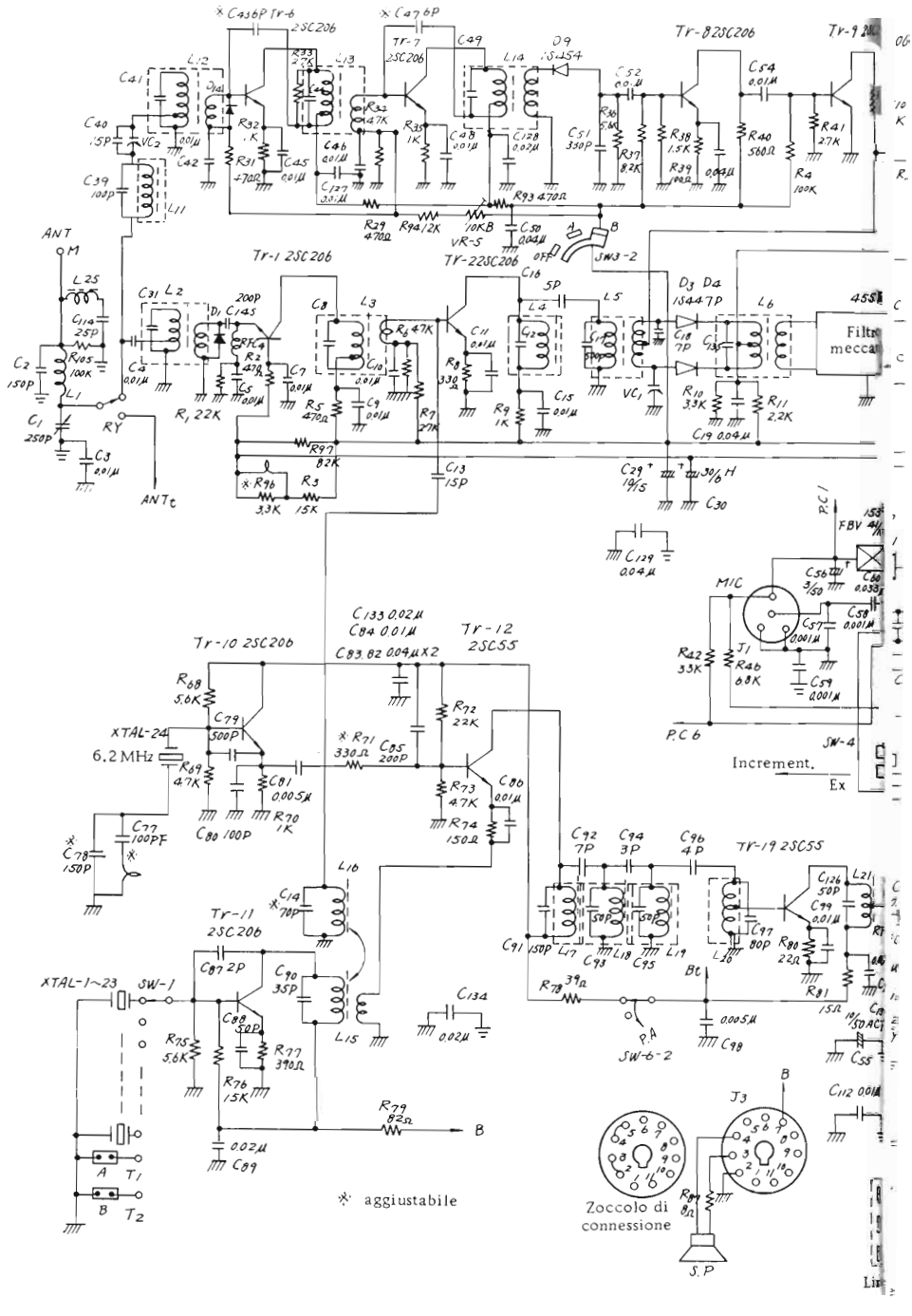


Figura 7.13. - Schema a blocchi del radiotelefono Lafayette mod. HB-600.
(Doc. Marcucci - Milano)

I canali in trasmissione vengono ottenuti per sintesi dal prodotto delle 23 frequenze di ricezione battute con un oscillatore comune che ha il valore della prima FI di ricezione. La sintesi così ottenuta viene filtrata per eliminare i segnali componenti indesiderati, indi in tre salti si arriva al livello finale che ha una potenza di alimentazione di 5 watt.

Una rete passa-basso, comune anche al ricevitore, assolve al taglio delle frequenze spurie, riducendole di oltre 50 dB.

La BF che funziona sia in ricezione che in trasmissione, utilizza un interessante circuito incrementatore, per cui gli stadi RF funzionano in classe « D ». Il segnale BF viene prelevato e rettificato da un diodo (D_{11}). La componente che se ne ricava è solo positiva, e quindi viene utilizzata per spostare il punto di lavoro di uno stadio preamplificatore BF. Il risultato sarà una modulazione che può superare i valori massimi, poichè è come se si fosse incrementato il valore medio della portante.


Tr-1 2SC206
Tr-2 2SC206
Tr-7 2SC206
Tr-8 2SC206
Tr-9
Tr-10 2SC206
Tr-11 2SC206
Tr-12 2SC55
Tr-19 2SC55
ANT
ANTc
RY
XTAL-24
6.2 MHz
XTAL-1~23
SW-1
SW-4
SW-6-2
SW3-2
Filtro meccanico
MIC
P.C 1
P.C 6
Increment.
Ex
Zoccolo di connessione
S.P
aggiustabile

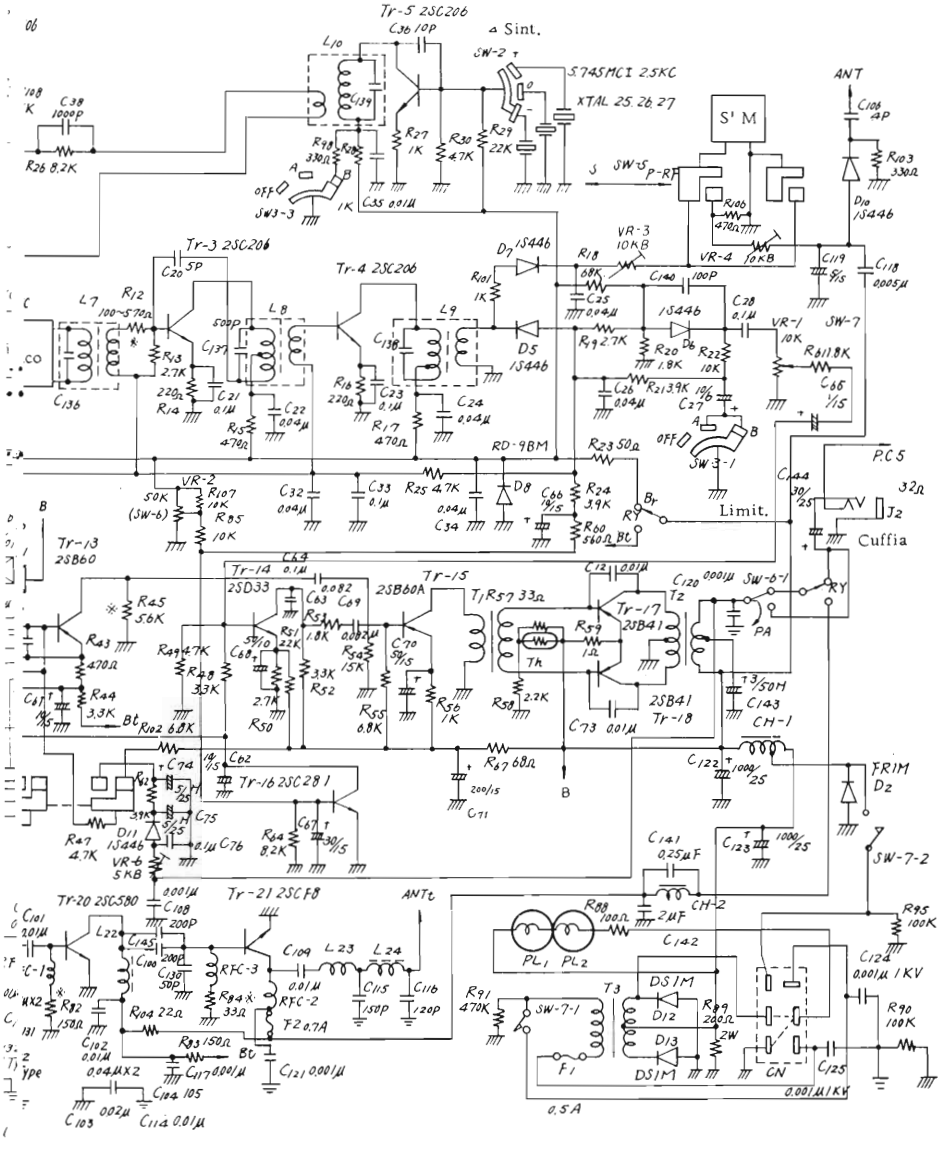


Figura 7.14

Modello HB-600 Lafayette.
Schema elettrico.
(Doc. Marcucci - Milano)

Non dimentichiamo che durante il ciclo negativo BF non avviene l'incremento BF, per cui la modulazione resta contenuta entro limiti tali da non dare sovramodulazione.

Un microfono ceramico ad impugnatura con pulsante comanda un relé che assolve la funzione ricezione-trasmissione.

Il radiotelefono funziona con una tensione di 11,5 ÷ 14,5 V_{cc}, oppure 105 ÷ 120 V_{ca} 50/60 Hz, tramite un alimentatore da rete incorporato. La fig. 7.14 illustra lo schema.

Caratteristiche principali:

Ricevitore:	
Sensibilità	< 0,5 μV per 10 dB S/N
Selettività	6 dB a ± 3 kHz
Reiezione immagine	40 dB o maggiore
Reiezione canale adiacente	50 dB o maggiore
Frequenza intermedia	1ª 6,2 MHz; 2ª 455 kHz
Banda BF	4 W massimi
Uscita BF	300 ÷ 2.400 Hz
Impedenza di uscita BF	16 ÷ 32 Ω
Consumo in ricezione	150 ÷ 450 mA max.
Trasmettitore:	
Potenza di alimentazione allo stadio finale	5 W
Reiezione spurie e armoniche	50 dB
Modulazione	100 % AM
Incrementatore (Range Boost)	oltre il 100 % per segnali grandi e piccoli
Larghezza di banda	8 kHz o meno
Consumo di trasmissione	1 A max.
Impedenza di antenna	50 Ω
Tensione di alimentazione	11,5 ÷ 14,5 V_{cc} oppure 105 ÷ 120 V_{ca} 50/60 Hz
Amplificatore BF (Public address)	4 W max.

29.10. HB-23 Ricetrasmettitore a 23 canali a 27 MHz 5 W, con sintetizzatore.

Terminiamo la rassegna degli schemi di radiotelefoni in genere, descrivendo un ricetrasmetttiore avente caratteristiche simili al modello HB-600 precedentemente descritto, eccetto il sistema che genera

le frequenze di canale sia in trasmissione che in ricezione. Questo sistema si chiama « Sintetizzatore »; pertanto più che illustrare l'apparecchio spiegheremo come avviene la sintesi: i vantaggi che si ottengono con un sintetizzatore sono di ingombro e di natura economica, in quanto nel nostro caso in esame si ottengono 46 frequenze con soli 16 quarzi; inoltre risulta facile lavorare su nuove frequenze che possono venire assegnate in futuro, cambiando o aggiungendo anche un solo quarzo.

Dalla Tabella VI si vede come i primi quattro canali sono ottenuti per differenza di quattro frequenze che battono con un cristallo a 11,310 MHz. I quattro canali successivi utilizzano ancora le frequenze dei primi quattro canali che però battono ora con 11,260 MHz.

I canali 9-10-11-12, sono altri quattro cristalli che battono ancora con 11,310 MHz, mentre i canali 13-14-15-16, sono sempre i quarzi dei canali 9-10-11-12 che battono con 11,260 MHz. Per i rimanenti canali c'è una nuova quaterna di quarzi che batte sempre con i soliti due 11,310 e 11,260 MHz.

Come si può ben vedere, 12 frequenze battendo alternativamente con altre due danno i 23 canali richiesti in trasmissione.

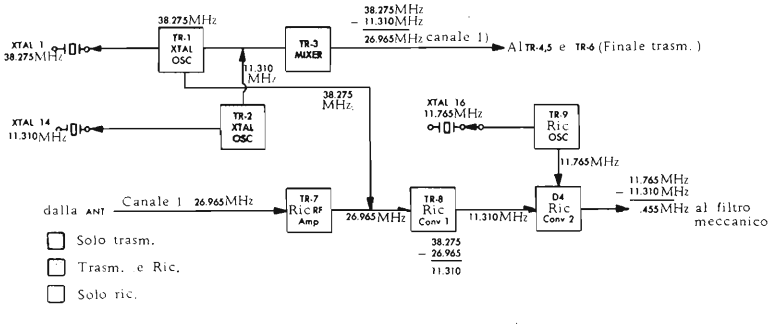


Figura 7.15. - Schema a blocchi semplificato per dimostrare come avviene la generazione dei canali.

Gli stessi 12 quarzi impiegati in trasmissione, battendo ora con due nuove frequenze 11,765 e 11,715 MHz generano le frequenze dell'oscillatore locale del ricevitore. In tutto perciò s'impiegano 16 quarzi.

La fig. 7.15 rappresenta uno schema a blocchi semplificato che dimostra come si forma un canale in trasmissione e in ricezione, mentre

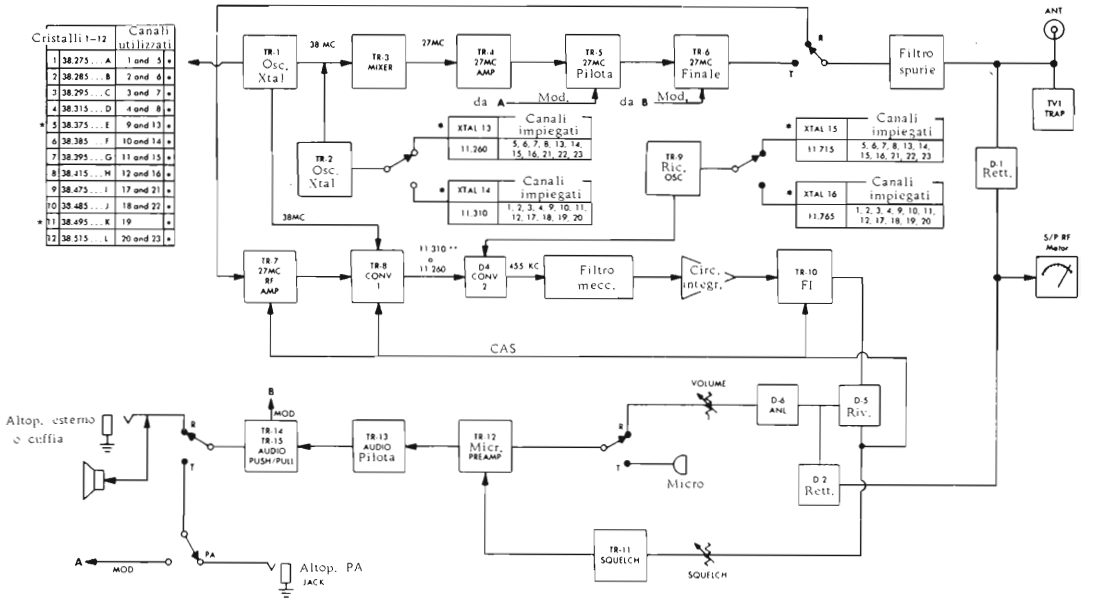
TABELLA VI.

Frequenza di canale (MHz)		IN TRASMISSIONE Frequenze impiegate	Zoccolo	IN RICEZIONE Frequenze impiegate (MHz)
1	26.965	Xtal 1: 38.275	A	Xtal 1: 38.275
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
2	26.975	Xtal 2: 38.285	B	Xtal 2: 38.285
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
3	26.985	Xtal 3: 38.295	C	Xtal 3: 38.295
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
4	27.005	Xtal 4: 38.315	D	Xtal 4: 38.315
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
5	27.015	Xtal 1: 38.275	A	Xtal 1: 38.275
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
6	27.025	Xtal 2: 38.285	B	Xtal 2: 38.285
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
7	27.035	Xtal 3: 38.295	C	Xtal 3: 38.295
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
8	27.055	Xtal 4: 38.315	D	Xtal 4: 38.315
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
9	27.065	Xtal 5: 38.375	E ✳✳	Xtal 5: 38.375
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
10	27.075	Xtal 6: 38.385	F	Xtal 6: 38.385
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
11	27.085	Xtal 7: 38.395	G	Xtal 7: 38.395
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
12	27.105	Xtal 8: 38.415	H	Xtal 8: 38.415
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
13	27.115	Xtal 5: 38.375	E ✳✳	Xtal 5: 38.375
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
14	27.125	Xtal 6: 38.385	F	Xtal 6: 38.385
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
15	27.135	Xtal 7: 38.395	G	Xtal 7: 38.395
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
16	27.155	Xtal 8: 38.415	H	Xtal 8: 38.415
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
17	27.165	Xtal 9: 38.475	I	Xtal 9: 38.475
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
18	27.175	Xtal 10: 38.485	J	Xtal 10: 38.485
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
19	27.185	Xtal 11: 38.495	K ●	Xtal 11: 38.495
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
20	27.205	Xtal 12: 38.515	L	Xtal 12: 38.515
		Xtal 14: 11.310	✳	Xtal 16: 11.765
21	27.215	Xtal 9: 38.475	I	Xtal 9: 38.475
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
22	27.225	Xtal 10: 38.485	J	Xtal 10: 38.485
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 15: 11.715
23	27.255	Xtal 12: 38.515	L	Xtal 12: 38.515
		Xtal 13: 11.260	✳	Xtal 16: 11.765

✳ Permanentemente cablati nel circuito (senza zoccolo).
● Cristallo nello zoccolo **K** viene inserito in fabbrica e non viene tolto.
✳✳ Cristallo nello zoccolo **E** viene inserito in fabbrica (sostituibile).

la fig. 7.16 rappresenta lo schema a blocchi generale. Infine nella fig. 7.17 si può vedere come è stato realizzato il circuito in pratica.

Il radiotelefono viene equipaggiato con i cristalli segnati con asterisco. Tutti gli altri, che sono del tipo ad innesto, sono opzionali e quindi forniti a parte.

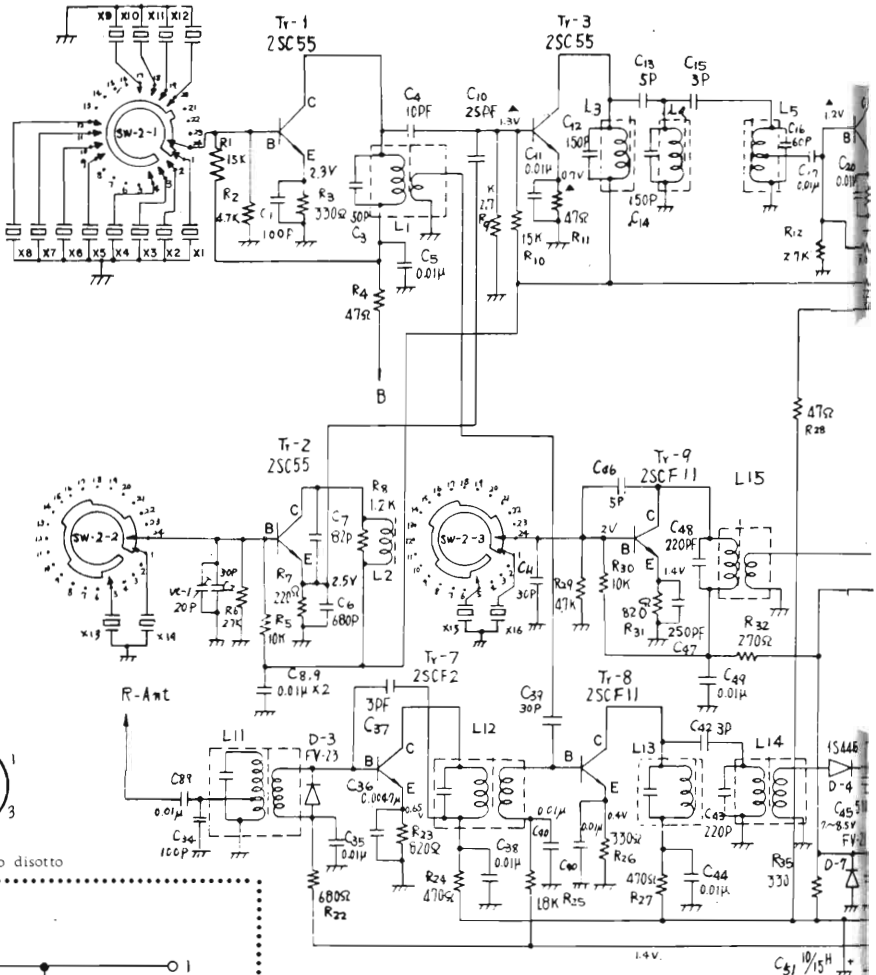


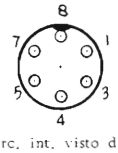
* I cristalli per trasmissione e ricezione nei canali 9, 13 e 19 sono saldati nel circuito, anche per Xtal 5 (38.375 MHz) che è montato su zoccolo E.

** La 1ª FI è 11.310 nei canali 1, 2, 3, 4, 9, 10, 11, 12, 17, 18, 19, 20.

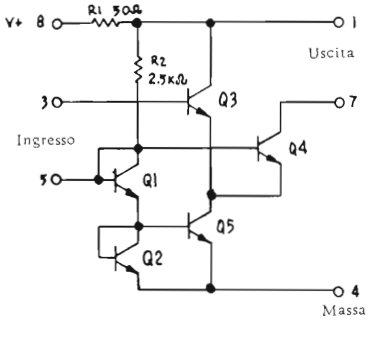
La 1ª FI è 11.260 nei canali 5, 6, 7, 8, 13, 14, 15, 16, 21, 22, 23.

Figura 7.16. - Schema a blocchi generale del radiotelefono a sintetizzatore Lafayette mod. HB 23.
(Doc. Marcucci - Milano)





Circ. int. visto disotto



Schema del circ. int.

	MHz		MHz
X 1	38.275 "	X 9	38.475 "
X 2	38.285 "	X 10	38.485 "
X 3	38.295 "	X 11	38.495 " *
X 4	38.315 "	X 12	38.515 "
* X 5	38.375 "	X 13	11.260 " *
X 6	38.385 "	X 14	11.510 " * — 11.510
X 7	38.395 "	X 15	11.715 " *
X 8	38.415 "	X 16	11.765 " *.

* Il radiotelefono viene fornito con questi cristalli; tutti gli altri vengo..

Caldo — Rosso — F - 2A
Massa — Nero

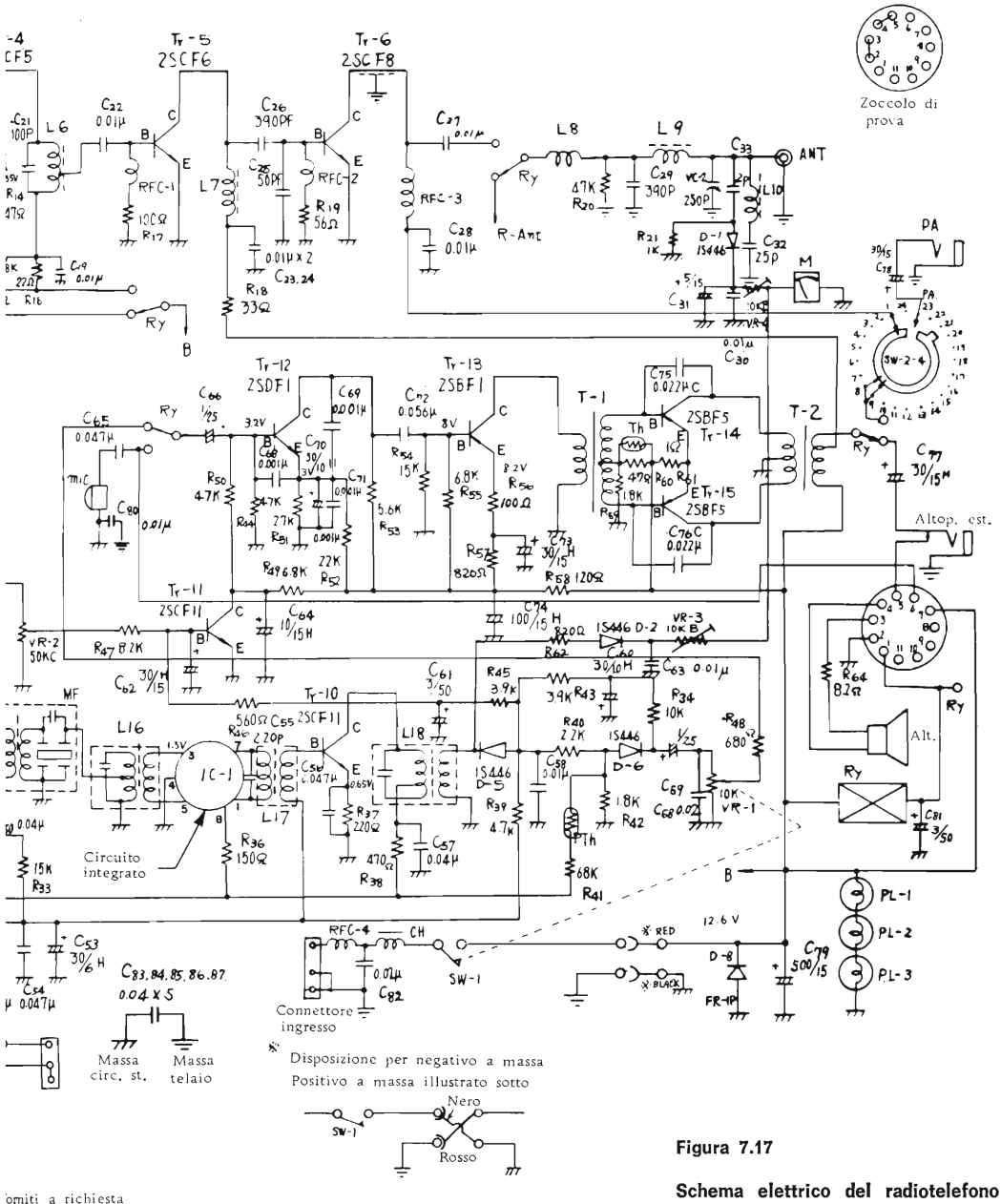


Figura 7.17

Schema elettrico del radiotelefono Lafayette HB 23.
(Doc. Marcucci - Milano)

CAPITOLO OTTAVO

30. Norme tecnico amministrative per l'impianto e l'esercizio di radio-collegamenti telefonici e telegrafici a uso privato.

Ai sensi dell'articolo 166 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni (R.D. 27 febbraio 1936 n. 645) nessuno può stabilire o esercitare impianti di telecomunicazione, senza aver prima ottenuto la prescritta concessione ministeriale.

Ai contravventori si applicano le sanzioni (arresto, ammenda ed eventualmente soprattassa) previste dall'art. 178 dello stesso Codice.

Ai sensi dell'articolo 251 la concessione per l'impianto e l'esercizio di radiocollegamenti sia fissi che mobili ad uso privato, può essere accordata purchè concorrano ragioni di pubblico interesse.

La domanda, redatta secondo il facsimile sotto indicato, deve essere indirizzata al: Ministero delle Poste e Telecomunicazioni - Direzione Centrale per i Servizi Radioelettrici - Div. III - Sez. I - ROMA.

Schema di domanda da redigersi: una copia su carta bollata da lire 500 e due copie su carta semplice.

La sottoscritta Società (1) .....
rappresentata dal Signor .....
chiede la concessione all'impianto e all'esercizio di un ponte radio telefonico o telegrafico per collegare .....

La richiesta è motivata da .....

Allega a tal fine la seguente documentazione:

a) n. 12 schede tecniche;

b) pianta topografica, scala 1 : 200.000, con l'indicazione dei punti di collegamento;

c) profili altimetrici delle singole tratte del collegamento;

d) una monografia per ogni tipo di ricetrasmettitore;

---

(1) Indicare: la ragione sociale (o la ditta), la sede e la natura della attività esercitata.

e) disegno in scala delle antenne impiegate con i relativi diagrammi di irradiazione;

f) schema a blocchi dei collegamenti da cui risulti l'utilizzazione effettiva delle singole apparecchiature, nonchè a seconda dei casi, il numero e il tipo delle apparecchiature previste per la installazione delle stazioni terminali, ripetitrici e mobili.

..... li ..... 19 .....

Timbro e firma

.....

30.1. Norme tecniche per radiocollegamenti telefonici e telegrafici ad uso privato.

Le apparecchiature per i radiocollegamenti fra punti fissi e mobili ad uso privato debbono soddisfare alle prescrizioni seguenti:

1. *Bande di frequenza.* Le bande di frequenza usate sono le seguenti:

156 — 170 MHz
435 — 470 MHz

Eccezionalmente, ove risulti in pratica impossibile realizzare collegamenti sulle frequenze suddette, l'Amministrazione potrà assegnare anche singole frequenze scelte nella gamma 31,7 - 41,0 MHz.

2. *Capacità dei collegamenti.* Per i radiocollegamenti ad uso privato sono ammesse le seguenti capacità telefoniche:

Banda	
31,7 - 41 156 - 170	solo sistemi monocanali con massima frequenza modulante di 2.500 Hz.
435 - 470	sistemi monocanali (massima frequenza modulante 2.500 Hz) e pluricanali (frequenza massima di modulazione non superiore ai 20 kHz).

3. *Tolleranza di frequenza.* I trasmettitori, in ogni condizione di esercizio con temperatura ambiente compresa fra — 10° e + 40°, debbono avere tolleranze di frequenza non superiori ai limiti seguenti:

Banda	Tolleranza
31,7 - 71	$\pm 4 \cdot 10^{-5}$
156 - 170	$\pm 1 \cdot 10^{-5}$
435 - 470	$\pm 1 \cdot 10^{-5}$

4. *Tipi di emissione.* Le emissioni possono essere a modulazione di ampiezza, di fase e di frequenza.

Per le modulazioni di fase e di frequenza la deviazione di frequenza massima non deve superare ± 5 kHz per i sistemi monocanali nelle bande 31.7 - 41 e 156 - 170 MHz e ± 15 kHz nella banda 435 - 470 MHz, mentre per i sistemi pluricanali nella banda 435 — 470 MHz la deviazione di frequenza singola normale di cresta, cioè quella corrispondente ad un livello di O dBm di segnale sinusoidale a 800 Hz all'origine della linea, in assenza di pre-enfasi, non deve superare i seguenti valori:

Capacità telefonica canali	Δf cresta (± kHz)
2	15
3	11,5
4	10

Tutti i trasmettitori debbono essere dotati, allo scopo, di un limitatore di modulazione a meno che gli stessi non vengano collegati a multiplex telefonici aventi già detto limitatore.

5. *Potenza massima del trasmettitore.* Per i collegamenti tra punti fissi la potenza massima assorbita dal circuito anodico dello stadio finale dei trasmettitori non deve superare i valori appresso indicati:

Banda di frequenza	(MHz)	**31,7-41**	**156-170**	**435-470**
Potenza anodica assorbita dallo stadio finale del trasmettitore	(W)	**10**	**20**	**20** per monocanale **200** per pluricanale

Per gli apparati impiegati per tratte di lunghezza non superiori a 10 km, tali valori debbono essere ridotti alla metà.

Per trasmettitori di stazioni di base e mobili la potenza impiegata deve essere la minima indispensabile per coprire l'area da servire.

6. *Emissioni spurie ed armoniche.* Qualsiasi emissione su qualsiasi frequenza distante dalla portante di almeno 50 % ma non più del 100 % della larghezza di banda massima permessa deve essere attenuata di almeno 25 dB rispetto al livello della portante non modulata.

Qualsiasi emissione su qualsiasi frequenza distante dalla portante di più del 100 % della larghezza di banda massima permessa, non deve superare i 25 μW.

Le emissioni di cui sopra debbono essere misurate con il trasmettitore chiuso su un carico artificiale di impedenza equivalente a quella del feeder di antenna.

7. *Caratteristiche delle antenne.* Per i collegamenti tra punti fissi debbono impiegarsi antenne direttive il cui angolo di apertura (punti di attenuazione di 3 dB rispetto alla direzione di massima irradiazione) non deve superare i valori seguenti:

Banda (MHz)	**Angolo totale azimutale**
31,7 - 41	**80°**
156 - 170	**50°**
435 - 470	**30°**

L'attenuazione dei lobi secondari facenti parte del diagramma di irradiazione compreso fra 90° e 270° rispetto alla direzione della massima irradiazione, non deve essere inferiore a 20 dB.

8. *Larghezza di banda permessa.* In base alle tolleranze di cui al paragrafo 3 e della deviazione di frequenza sopracitata, la canalizzazione risulta la seguente:

sistemi monocanali	**20 kHz**	nella banda	**31,7 - 41 MHz**
	25 kHz	nella banda	**156 - 170 MHz**
	50 kHz	nella banda	**435 - 470 MHz**
sistemi pluricanali	**200 kHz**	nella banda	**435 - 470 MHz**

CANONI

Ai sensi dell'articolo 171 del Codice P.T. il titolare di una concessione per l'impianto e l'esercizio di radiocollegamenti ad uso privato, è tenuto a corrispondere all'Amministrazione P.T. un canone annuo il cui ammontare è determinato secondo quanto stabilito dal Decreto Ministeriale 25 agosto 1966 che quì di seguito si riporta.

DECRETO

Visti gli articoli 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni, approvato con R.D. 27-2-1936, n. 645, pubblicato nella Gazzetta Ufficiale il 29 aprile 1936, n. 99.

Vista la legge 30-7-1957, n. 588, pubblicata nella Gazzetta Ufficiale del 14-8-1957, n. 202, che modifica il su citato art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni per quanto riguarda i criteri di massima per la determinazione dei canoni per i ponti radio privati.

Considerata la necessità di adeguare tale misura alla situazione tariffaria dei servizi telefonici e telegrafici.

Sentito il parere del Consiglio di Amministrazione P.T.;

DECRETA

30.1.1. Capo I - Collegamenti radiotelefonici.

Art. 1.

Il canone annuo di concessione per l'esercizio di collegamenti radiotelefonici si determina in base alla tariffa telefonica di ottanta conversazioni giornaliere per trecento giorni.

Art. 2.

Per i collegamenti radiotelefonici nell'ambito di un unico o di più fondi contigui del concessionario, alle unità di conversazione si applica la tariffa urbana.

Art. 3.

Per i collegamenti radiotelefonici che collegano distanze non superiori a km 15 si applica, per ogni unità di conversazione, la tariffa telefonica settoriale.

Art. 4.

Per i collegamenti radiotelefonici che collegano distanze comprese fra i 16 e i 20 km si applica la tariffa telefonica distrettuale.

Art. 5.

Per i collegamenti radiotelefonici che collegano distanze superiori ai 20 km si applica la tariffa telefonica interdistrettuale.

Art. 6.

Ai canoni di cui ai precedenti artt. da 1 a 5 si applica la riduzione del 30 % (nr. 5 del Comma II dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni, quale risulta modificato dalla legge 30-7-1957, n. 688) qualora il collegamento avvenga in simplex anzichè in duplex.

30.1.2. Capo II - Collegamenti radiotelegrafici.

Art. 7.

Il canone di concessione per l'esercizio di collegamenti radiotelegrafici per trasmissione dati è costituito per ciascun canale a radiofrequenza da una quota di L. 1.000.000 nonchè da una quota variabile pari alla tariffa telefonica interdistrettuale di 24.000 conversazioni annue per il corrispondente scaglione di distanza.

Il canone di concessione per altri collegamenti radiotelegrafici è costituito per ciascun canale telegrafico da una quota per terminale di lire 200.000 e da una quota variabile di L. 18.000 a km o frazione fino ad un massimo di 400 km oltre a L. 100.000 per ogni 50 km o frazione oltre i 400 km con l'importo annuo minimo equivalente alla quota variabile di cui al precedente comma, qualunque sia il numero di canali telegrafici ricavati in un unico canale a radiofrequenza.

Art. 8.

Per le concessioni di ponti radio destinati esclusivamente alla trasmissione automatica di segnali riferentesi ad eventi naturali o a fasi di lavorazione o all'azionamento di macchine attinenti l'attività del concessionario il canone è stabilito nella misura di L. 20.000 annue per collegamenti di lunghezza fino a 30 km, L. 30.000 da 30.01 a 60 km, di L. 50.000 da 60.01 a 130 km, di L. 75.000 da 130.01 a 250 km e di L. 100.000 oltre i 250 km.

30.1.3. Capo III - Disposizioni comuni.

Art. 9.

Sui canoni calcolati in base alle norme del Capo I e II, in attuazione dal n. 8 del II comma dell'art. 171 del Codice P.T., viene applicata la riduzione del 30 % fino al 31-12-1967, del 20 % per l'anno 1968 e del 10 % successivamente.

Art. 10.

Per i collegamenti radioelettrici che svolgono telefonia e telegrafia alternativamente, si applicano il canone telefonico più quello tele-

grafico ridotti del 50 % (nr. 5 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni).

Per i collegamenti radioelettrici che svolgono telefonia e telegrafia contemporaneamente il canone è quello previsto per il collegamento telefonico più quello telegrafico, in applicazione dell'art. 3 e 5 del II comma dell'articolo 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Per il collegamento radioelettrico che utilizza più di un canale a radiofrequenza, il canone è costituto dalla somma dei canoni previsti per ogni canale, in applicazione del nr. 3 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Qualora le stazioni ripetitrici abbiano la possibilità di attuare diversi collegamenti, ma sempre uno alla volta, il canone sarà commisurato al collegamento che copre la tratta più lunga in applicazione del nr. 1 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Nel caso di ponti radio tra punti fissi nei quali, oltre a comunicazioni bilaterali, sono previste anche trasmissioni a multiple destinazioni, sarà dovuta una quota supplementare di L. 150.000 per ogni terminale idoneo ad effettuare la trasmissione circolare, in applicacazione del nr. 5 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni. Nel caso di stazione terminale che trasmette a posti mobili, per ciascuna stazione mobile oltre la prima è dovuta una quota fissa di L. 20.000 in applicazione del nr. 2 art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Nel caso di stazione terminale che trasmette in telefonia a posti muniti di solo ricevitore, il canone da applicare sarà un quarto di quello equivalente alla distanza del collegamento più lungo del ponte radio ordinario corrispondente, in applicazione del nr. 5 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni, oltre il canone supplementare di L. 150.000 per ogni terminale idoneo ad effettuare la trasmissione circolare.

Art. 11.

Per i ponti radio destinati ai servizi qui sotto indicati il canone da applicare sarà un quinto di quello risultante dalla applicazione degli articoli precedenti (nr. 7 del II comma e IV comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni):

a) servizi mobili al soccorso medico di persone, disimpegnati dalla C.R.I., Istituzioni di assistenza e da Confraternite riconosciute;

b) servizi di polizia urbana e di vigilanza sul traffico disimpegnati dai Comuni;

c) servizi di bonifica e d'irrigazione disimpegnati da Enti o da Consorzi posti sotto la vigilanza di amministrazioni statali, regionali e comunali;

d) servizi di dighe, centrali idroelettriche, centrali nucleari, servizi di vigilanza e di manutenzione di elettrodotti, oleodotti, gasdotti, metanodotti;

e) servizi di sicurezza per le miniere;

f) collegamenti nell'interno o tra raffinerie di petrolio, centrali produzione gas, stabilimenti adibiti alla lavorazione di materiale infiammabile, esplosivo e pericoloso;

g) collegamenti fra le stazioni di funivie e seggiovie;

h) servizi antincendi;

i) servizi per l'esercizio e la manutenzione di linee tranviarie, filoviarie autoviarie comunali;

l) altri servizi per i quali il Consiglio di Amministrazione P.T. stabilisca l'inserzione nella presente elencazione.

Art. 12.

Per i collegamenti con mezzi mobili che non rientrano nei casi elencati al precedente art. 11, il canone da applicare sarà 1/2 di quello risultante dall'applicazione degli articoli precedenti purchè l'installazione sia effettuata su mezzi mobili destinati ad impieghi commerciali o industriali per i quali si richiede il collegamento del mezzo in movimento e ricorrano le circostanze di cui al nr. 6 del II comma dell'art. 171 del Codice Postale e delle Telecomunicazioni.

Art. 13.

Nel caso che a richiesta dell'utente dei collegamenti radio mobili venga concessa una frequenza in comune con altri utenti, il canone per ciascuno di questi viene ridotto di 1/3 in applicazione del n. 4 dell'art. 171.

Art. 14.

Il canone complessivo risultante della applicazione del presente Decreto, per ciascun canale telefonico o telegrafico, non potrà essere superiore all'importo della tariffa telefonica interdistrettuale di 24.000 conversazioni annue per il corrispondente scaglione di distanza.

Art. 15.

I canoni di cui agli articoli precedenti hanno vigore dalla data del presente Decreto, e dal 1° gennaio 1967 per gli attuali concessionari, ai quali per altro è data la facoltà di rinunciare alla concessione entro 15 giorni dalla comunicazione della nuova misura del canone.

Roma, li 25 agosto 1966.

IL MINISTRO
f.to Spagnolli

30.2. Norme tecnico-amministrative per il libero impiego di apparecchi radio ricetrasmittenti di piccola potenza denominati « Radiogiocattoli ».

1) La detenzione e l'uso dei « Radiogiocattoli », non sono soggetti ad alcuna autorizzazione, purchè l'apparato venga impiegato unicamente per finalità di gioco e sull'apparecchio stesso esista apposita stampigliatura contenente gli estremi dell'autorizzazione ministeriale di libero impiego rilasciata al costruttore, al commerciante o all'importatore.

I costruttori, i commercianti e gl'importatori che intendono ottenere tale autorizzazione dovranno osservare le seguenti norme:

— presentare domanda in carta bollata da L. 500, unendovi un prototipo dell'apparecchio, e indirizzando il tutto al Ministero P.T. - Direzione Centrale per i Servizi Radioelettrici - Divisione III - Sezione I, Roma.

2) Il prototipo dovrà essere conforme alle seguenti caratteristiche tecniche:

— frequenza di emissione 29,7 MHz;

— tolleranza di frequenza non inferiore a $\pm 5 \cdot 10^{-4}$;

— tipo di emissione: modulazione di frequenza o di ampiezza;
— la potenza massima assorbita dal circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore non deve superare 10 mW in assenza di modulazione;
— dimensioni ridottissime.

3) Se il prototipo esaminato risulterà rispondente ai requisiti tecnici prescritti, viene rilasciata, sempre che l'Amministrazione lo ritenga opportuno, una « autorizzazione al libero impiego », valida per tutto il territorio nazionale e che consente al possessore dell'apparato di detenerlo e di usarlo senza adempiere nessuna formalità.

4) Sugli apparecchi stessi devono essere impresse le caratteristiche tecniche (potenza, frequenza, ecc.), gli estremi dell'autorizzazione ministeriale e la dicitura « Radiogiocattolo » o semplicemente « giocattolo ».

5) Le medesime indicazioni devono essere ripetute sugli involucri contenitori degli apparecchi, sui foglietti illustrativi per l'uso di essi, sui cataloghi, sui listini dei prezzi, ecc. sui quali deve essere, altresì, posta la avvertenza, specialmente rivolta ai rivenditori, che gli apparecchi di cui trattasi devono essere usati solo per scopi di gioco.

30.3. Norme tecnico-amministrative per l'esercizio di apparecchi per telecomando di modellini a scopo dilettantistico.

L'esercizio di apparecchi di telecomando a scopo dilettantistico con modelli aerei, navali e terrestri, è soggetto ad autorizzazione Ministeriale. Per ottenerla occorre inoltrare al Ministero P.T. - Direzione Centrale per i Servizi Radioelettrici - Div. III Sez. I, la seguente documentazione:

a) domanda in carta bollata da lire 500;

b) atto di nascita;

c) certificato di cittadinanza italiana;

d) attestazione di versamento di L. 1.000, quale canone annuo di esercizio, da effettuarsi sul c/c postale n. 1/11440 intestato alla: « Direzione Provinciale P.T. di Roma - Canoni Concessioni e proventi vari dei servizi radioelettrici ».

A norma del Decreto Presidenziale n.1035 del 20 ottobre 1954, l'atto di nascita e il certificato di cittadinanza italiana, possono essere sostituiti dalla esibizione della carta di identità eseguita di persona dal richiedente.

L'autorizzazione stessa avrà la durata di un anno e può essere rinnovata annualmente presentando domanda in carta bollata da L. 500, corredata dell'attestazione di versamento in c/c postale di L. 1.000.

Nella domanda dovranno essere fornite notizie riguardanti:

1) La casa costruttrice.

2) Il tipo di apparato e l'oggetto a cui viene collegato (modellino navale, aereo, terrestre).

3) La frequenza di lavoro; si precisa che per l'esercizio di tali apparati è stata riservata la frequenza di 27,12 MHz; è ammesso anche l'uso delle frequenze comprese nella gamma 156-170 MHz.

4) La potenza assorbita dallo stadio finale del trasmettitore che non dovrà essere superiore a 1 watt.

5) Le località dove verranno effettuate le prove di telecomando.

30.4. Norme tecnico-amministrative per l'impianto e l'esercizio di apparati radioelettrici denominati « Ricerca persone ».

Le autorizzazioni per l'impianto e l'esercizio di apparati radioelettrici, denominati « ricerca persone », sono rilasciate dal Ministero P.T., a domanda dell'ente o persona fisica richiedente, purchè gli apparecchi stessi abbiano le caratteristiche tecniche previste in seguito.

Schema di domanda da redigersi: una copia su carta bollata da L. 500 e una copia su carta semplice.

Al Ministero delle Poste e delle Telecomunicazioni Direzione Centrale per i Servizi Radioelettrici - Div. III - Sez. I ROMA.
La sottoscritta ..... con sede in .....
via ..... chiede l'autorizzazione all'impianto
e all'esercizio di un apparato « ricerca persone » del tipo .....
La richiesta è motivata da .....
L'apparato verrà installato presso .....
sito in ..... via .....

Allega a tal fine la seguente documentazione:

— Pianta planimetrica del luogo ove l'apparato verrà installato ed esercito;

— una monografia dell'apparato stesso.

Infine si comunica che i ricevitori mobili impiegati sono n.....

..... li ..... 19.....

Timbro e firma

.....

30.4.1. Norme tecniche.

1) Impianti ad induzione a spira chiusa.

a) Con trasmissione unidirezionale della sola nota acustica:

— frequenze: fino a 400 kHz;

— potenza: da 60 a 80 watt.

b) con trasmissione unidirezionale della parola:

— frequenze: fino a 400 kHz;

— potenza: da 60 a 80 watt.

2) Impianti via radio, con antenna centralizzata.

a) Con trasmissione unidirezionale della sola nota acustica:

— frequenza: 27,12 MHz;

— potenza: da 1 a 5 watt allo stadio finale del trasmettitore.

b) Con trasmissione unidirezionale della parola:

— frequenza: 27,12 MHz;

— potenza: da 1 a 5 watt allo stadio finale del trasmettitore.

c) Con trasmissione bidirezionale della parola (chiamata e risposta):

— frequenze: banda dei ponti radio ad uso privato (156 - 170 MHz e 435 - 470 MHz);

— potenza: fino a 20 watt allo stadio finale del trasmettitore;
— apparato omologato dall'Istituto Superiore P.T. - Viale Trastevere n. 189 - ROMA.

30.4.2. Norme amministrative.

1) Per l'esercizio di apparati ad induzione a spira chiusa e via radio con antenna centralizzata, di cui alle lettere *a*) suindicate (trasmissione unidirezionale della sola nota acustica), occorre inoltrare al Ministero P.T. - Direzione Centrale per i Servizi Radioelettrici - Div. III - Sez. I - ROMA, la seguente documentazione:

— domanda in carta bollata da L. 500 sottoscritta dal rappresensentante dell'ente o persona fisica richiedente;
— pianta planimetrica del luogo ove l'apparecchio verrà installato ed esercito;
— una monografia dell'apparato stesso;
— numero dei ricevitori installati.

Il canone annuo viene fissato in L. 5.000 ai sensi del D.L.C.P.S. n. 642, del 12-5-1947.

Appendice I

I. Proprietà e caratteristiche dei quarzi

I.1. Generalità.

La fig. I.1. illustra il circuito equivalente di un cristallo di quarzo da cui è possibile vedere come questo circuito possa oscillare in due modi.

L, C_s ed R, sono gli equivalenti elettrici delle proprietà meccaniche di un cristallo, mentre C_p rappresenta la capacità delle armature del cristallo più quella del contenitore.

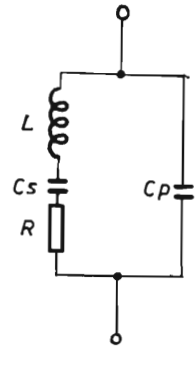


Figura I.1

Circuito equivalente di un cristallo di quarzo.

La C_s è dell'ordine di $1 \div 2$ pF e si trova a risuonare in serie ad L. In tal modo le costanti sono tali per cui il cristallo risuona ad una certa F. A questa frequenza l'impedenza del circuito è semplicemente uguale ad R, in quanto la reattanza di C_p è tanto maggiore da considerarsi un carico trascurabile.

C_p invece si trova a risuonare in parallelo al cristallo, ma in serie a C_s, pertanto la frequenza di risonanza sarà più alta di quella di risonanza serie. C_p è di qualche decina di pF.

Si tratta ora di sapere se il cristallo è stato tagliato per la risonanza serie oppure per quella parallelo, vale a dire che uno dei due modi di oscillazione non corrisponde alla frequenza di targa.

Il grafico di fig. I.2 mostra chiaramente come si comporti un cristallo di quarzo quando venga fatto funzionare come risonante serie o parallelo.

Trattandosi proprio di un circuito LC il cristallo risuona ad una frequenza:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{per la risonanza serie}$$

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_s \cdot C_p) : (C_s + C_p)}} \quad \text{per la risonanza in parallelo.}$$

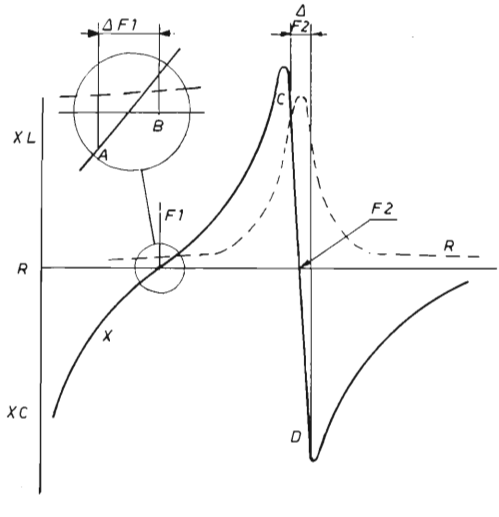


Figura I.2

Curva di reattanza di un cristallo di quarzo. Risonanza serie in F_1 e risonanza parallelo in F_2. In tratteggio la resistenza dinamica presente in circuito.

In entrambi i casi l'impedenza non sarà ne induttiva ne capacitiva, ma esclusivamente resistiva.

Un buon cristallo può avere una R_s di circa 25 ohm. Tanto minore sarà la R_s tanto più attivo sarà il cristallo.

L'andamento della R dimostra, sempre dalla fig. I.2, come nella oscillazione serie ci siano i più bassi valori ohmici, perchè il circuito

si comporta come un cortocircuito mentre nella oscillazione parallelo si ha un'alta resistenza dinamica, tale da caricare in piccola misura il circuito cui è collegato.

Vi sono dei circuiti per oscillatori a cristallo cosidetti del tipo serie e cioè adatti ad essere impiegati con cristalli tagliati per risonanza serie. Questi circuiti sono tali che, eccitando in serie il quarzo, non tengono conto di C_p, per cui oscillano con la sola C_s ad una frequenza più bassa che chiameremo F_1. Vedi fig. I.2.

Vi sono inoltre altri circuiti del tipo parallelo che sono facilmente riconoscibili in quanto il cristallo viene caricato con una capacità — normalmente di 32 pF — in modo da ridurre il salto di frequenza tra la risonanza serie e quella parallelo che chiameremo questa volta F_2. Ma di questo parleremo più avanti.

Due circuiti tipici del tipo serie e del tipo parallelo sono rappresentati rispettivamente nelle figg. 2.9 A e B e 2.10 A e B del paragrafo 2.1 intitolato « Oscillatori liberi e a quarzo ».

I.2. Stabilità.

Siccome un quarzo è essenzialmente un circuito risonante completo, esso avrà anche le stesse debolezze — se così le possiamo chiamare — del circuito risonante. Esso infatti presenta instabilità per:

1) Variazione di temperatura.
2) Variazioni di tensione del circuito e quindi di eccitazione.
3) Variazioni di capacità degli elementi che compongono il cristallo.

Per il caso 1), scelti gli elementi componenti il circuito, come: transistore, condensatori, zoccolo, eventuale commutatore, ecc., bisogna rimettersi al costruttore del quarzo, il quale può fornire anche un grafico dove viene registrata la deriva di frequenza in funzione della temperatura, ad es. — 20° + 50° centigradi (norme militari).

Il punto 2), esula dallo scopo del presente libro e rimandiamo pertanto il lettore ad altre opere che trattano gli stabilizzatori di tensione.

Quanto poi al punto 3) diremo che stabilità dell'ordine di 10×10^{-6} e cioè 10Hz per MHz e anche meno si possono agevolmente ottenere con i contenitori miniatura HC 6/U.

Quando siano richieste stabilità superiori è necessario ricorrere a quarzi in contenitore termostatico, il quale, mantenendo pressochè costante la temperatura del quarzo, ne riduce fortemente la deriva dovuta a variazioni di temperatura.

I.3. Precisione.

È difficile portare un cristallo di quarzo alle dimensioni corrispondenti ad una certa frequenza e di solito questo avviene dopo qualche tentativo. Naturalmente la frequenza che ne risulta è una approssimazione di quella richiesta dal cliente. Se poi questa frequenza rientra nelle tolleranze richieste, si può agire sulle armature, di solito argento, depositate sulla superficie del quarzo, che spostano di qualche hertz la sua frequenza di oscillazione e delle quali bisogna tenere conto durante la lavorazione del quarzo.

Diventa evidente che una tolleranza di 10 Hz per MHz costerà molto più che una tolleranza di 20 ÷ 30 Hz per MHz, se si considera che il costruttore deve tener conto dell'errore di taglio, oltre allo scarto dovuto all'escursione termica di circa ± 40° rispetto alla temperatura ambiente.

C'è comunque una soluzione.

Sulla deriva termica è impossibile agire, perchè legata alle proprietà fisiche e meccaniche del cristallo. Comunque con opportuno studio del taglio la si può contenere entro limiti abbastanza stretti.

L'errore di taglio si può ricuperare, semprechè detto errore non superi certi limiti.

Se un circuito oscillante, come lo è un quarzo, lavora fuori frequenza, lo si può correggere aggiungendo o togliendo capacità al circuito stesso.

Riferendoci ancora al grafico di fig. I.2, vediamo che se ci spostiamo dal punto A al punto B — ingrandito nel cerchio — dove l'impedenza del quarzo è dapprima leggermente capacitiva, per poi diventare induttiva dalla parte opposta, rileviamo che la R in detta regione è sempre bassa, quindi il Q del cristallo è sempre così alto da permettergli di oscillare e trattandosi di F_1 e cioè di risonanza serie, basterà mettere in serie al cristallo una C o una L variabile, oppure tutte e due, in modo da modificare le costanti.

Analogamente in F_2, cioè nella risonanza parallelo, dal tratto C al tratto D succede l'inverso per quanto riguarda l'impedenza e la

resistenza dinamica si mantiene sufficientemente alta da non caricare — in parallelo — il Q del circuito.

Nel secondo caso è sufficiente variare solo un elemento, la C che nel caso di risonanza parallelo è rappresentata da 32 pF, di cui una parte variabile, posti in parallelo a C_p.

Regolando C_v in serie al quarzo si potrà controllare la frequenza con una eterodina o tanto meglio con un contacicli, evitando di caricare eccessivamente il circuito dell'oscillatore. Sarà così possibile ottenere la frequenza di targa, purchè elementi parassiti, come capacità del circuito oppure l'eccitazione del quarzo, non ne alterino il funzionamento. Se infine gli elementi esterni al quarzo sono compensati termicamente, la stabilità dipenderà solo dalla deriva termica del cristallo.

I.4. Circuiti.

Riprendendo in esame i due circuiti di fig. 1.9 A e fig. 1.10 B, rispettivamente per cristalli in risonanza serie e parallelo, è opportuno aggiungere qualche nota pratica: la risonanza serie viene solitamente impiegata su oscillatori a frequenze elevate e cioè dai 20 MHz fino agli 80 MHz (armonica meccanica) che si prestano bene per convertitori di ricevitori e oscillatori VHF.

La variazione di F_1 si mantiene entro $15 \div 20$ Hz per MHz.

La risonanza parallelo si impiega nelle più basse frequenze, nei moltiplicatori dei trasmettitori o nelle doppie conversioni.

Il campo di regolazione di F_2 è più ampio rispetto al caso precedente e può aggirarsi entro 150 Hz per MHz.

Da notare che si possono ottenere regolazioni anche più ampie, però a scapito del rendimento del circuito, il quale tende a decrescere quanto più ci si sposta dalla frequenza intrinseca del quarzo.

La fig. 1.9 A mostra un circuito oscillatore a quarzo con risonanza serie, dove un circuito L_s accordato sulla frequenza del quarzo con una C variabile, ancora in serie al cristallo e in parallelo con una capacità fissa, in modo da evitare il disinnesco delle oscillazioni quando la capacità variabile è minima.

Per controllare se il tasso di reazione è giusto e cioè se L_3 è accoppiata al punto giusto, si deve togliere il cristallo e mettere al suo posto una R di 50 ohm — mediamente la resistenza di un cristallo —. Il circuito deve entrare in oscillazione, per poi disinnescare sostituendo

la resistenza da 50 ohm con una da 250 ohm. Così facendo si è sicuri che il cristallo è eccitato al punto giusto.

L_2 può essere accordata sulla seconda armonica del quarzo, ottenendo così una frequenza doppia.

Il partitore capacitivo di uscita serve ad adattare l'impedenza di uscita ad un cavetto a bassa impedenza.

La fig. 1.10 A mostra un circuito oscillatore a quarzo con risonanza parallelo, nel quale lo stesso quarzo ha la funzione di circuito oscillatorio. La capacità di 32 pF in parallelo al quarzo apparentemente non si vede, però esiste ed è rappresentata dalle due capacità del partitore reattivo di base e di collettore C_1 e C_2, che sono di 100 pF e 50 pF rispettivamente; perciò:

$$\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \cong 32 \text{ pF},$$

infatti C_2 e C_3 sono in serie tra loro e in parallelo al cristallo, mentre il gruppo C_4-C_v ne varia la capacità attorno al valore di 32 pF.

Diremo per concludere che la stabilità di un quarzo varia anche nel tempo; sarà perciò richiesto un periodo di stagionatura che si esegue normalmente attraverso cicli termici prolungati.

II. Filtri a quarzo e selettività

Vediamo in questo paragrafo come sia possibile sfruttare la selettività dei quarzi quando questi vengono impiegati come filtri ed al tempo stesso come sia possibile ottenere una banda passante sufficientemente larga da permettere, ad esempio, una conversazione telefonica in SSB oppure di realizzare un filtro di media frequenza per un ricevitore a modulazione di frequenza.

II.1. Filtri selettivi.

Riferendoci alla figura I.2 dell'appendice I, si ha una curva di reattanza che ci mostra i due punti, di risonanza serie F_1 e parallelo F_2. F_2 si chiama anche antirisonanza.

Queste due frequenze distano tra loro da qualche centinaio di Hz a qualche kHz, a seconda del tipo di taglio e del tipo di contenitore adottato.

È possibile calcolare questo intervallo servendosi della formula:

$$\Delta f = \frac{C_s \cdot F_1}{2\,(C_p + C_1)}$$

o più semplicemente, introducendo un piccolo errore:

$$\Delta f = \frac{F_1}{2}\left(\frac{C_s}{C_p}\right)$$

dove: C_p = capacità parallelo del cristallo in pF;
C_s = capacità propria del cristallo in pF;
C_1 = capacità di carico scelta in pF;
F_1 = frequenza serie del cristallo in Hz (1);
Δf = Hz rispetto Fs.

---

(1) $F_1 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_s}}$

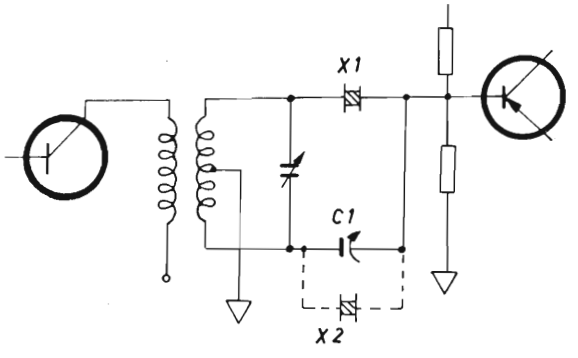


Figura II.1. - Selettività variabile ottenuta mediante C_1 che compensa la capacità del contenitore del quarzo (in tratteggio). **Disposizione che permette di ottenere un filtro di banda.**

Da questa formula è possibile vedere come variando C_p sia possibile spostare F_2 rispetto a F_1 e con F_2 anche il grado di selettività.

Questo sistema viene impiegato nei ricevitori professionali, dove un cristallo viene eccitato su un ramo di un ponte, mentre l'altro ramo è compensato da una capacità variabile C_1 che lo tiene in equilibrio. (Fig. II.1).

Figura II.2

Curva di selettività di un filtro a quarzo come illustrato in fig. II.1.

Quando C_1 compensa la capacità del contenitore e cioè quella parallelo C_p, il cristallo risuona in serie, presentando alla F_1 la minima resistenza.

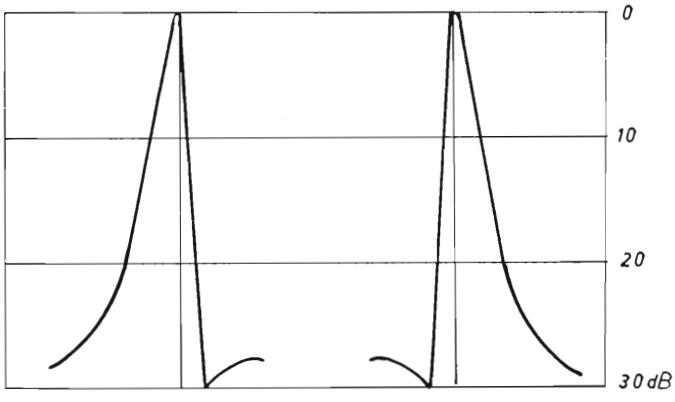


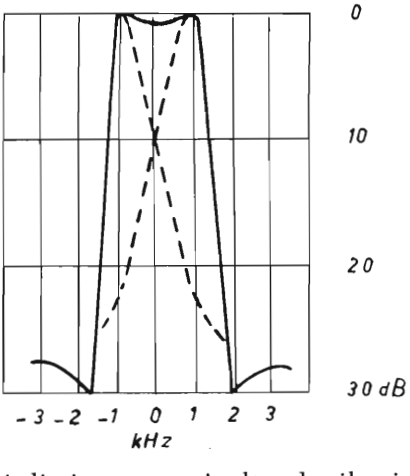
Figura II.3. - Comportamento della selettività di un quarzo in funzione della posizione di C_1.

Se variamo C_1, il cristallo diventa una capacità e lascerà passare una banda molto larga. Posizioni di selettività intermedie si otterranno per variazioni intermedie di C_1.

Dalla curva di selettività di un montaggio del genere visibile in fig. II.2 è possibile ottenere una banda passante di 1 kHz a — 20 dB, oppure poco più di 2 kHz a — 30 dB.

Figura II.4

Curva di selettività ottenuta con due quarzi disposti come in fig. II.1. (In tratteggio).



Per i valori di C_1 vicini a quelli di risonanza risulta che il cristallo presenta una attenuazione maggiore sul fianco destro quando la capacità di compensazione è più piccola di quella del cristallo, mentre presenta una attenuazione maggiore sul fianco sinistro quando la capacità è più grande (fig. II.3).

Ora, per realizzare un filtro passa banda basterà impiegare un altro cristallo X_2 a frequenza più alta, poniamo di 2 kHz, rispetto a X_1 e disposto come la fig. II.1 in tratteggio. Succederà che equilibrando i due rami del ponte e aggiustando C_1 che si trova in serie a X_1 e in parallelo a X_2 otterremo un filtro a due fianchi ripidi come dimostrato dalla fig. II.4.

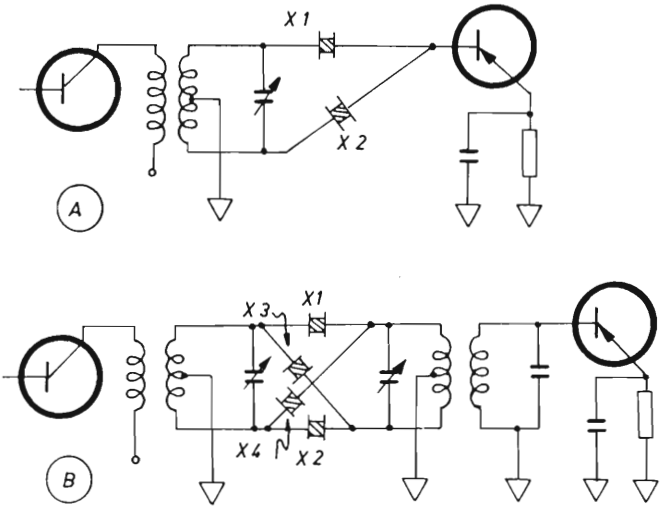


Figura II.5. - Filtro a mezzo traliccio in *A* e a traliccio intero in *B*.

Un montaggio del genere viene chiamato « filtro a mezzo traliccio » o « a mezzo lattice » per il particolare montaggio in croce del filtro a traliccio intero. Queste due disposizioni sono rappresentate in figura II.5 A e B rispettivamente.

II.2. Filtri allargati.

Quando necessita ottenere filtri con fianchi molto ripidi ma con una banda passante più larga e possibilmente piatta in testa, come nei radiotelefoni e nei ponti radio a FM, allora si impiegano quarzi montati in un certo sistema e con frequenze leggermente discoste come verrà spiegato più avanti.

Se analizziamo un quarzo, montato come filtro, otterremo una curva simile a quella di fig. I.1 (Appendice I). Se a questo quarzo mettiamo in parallelo una bobina, otterremo un'altra curva del tutto identica alla prima, però spostata rispetto ad essa verso le frequenze basse (fig. II.6) i cui punti di risonanza chiameremo f_1' e f_2'.

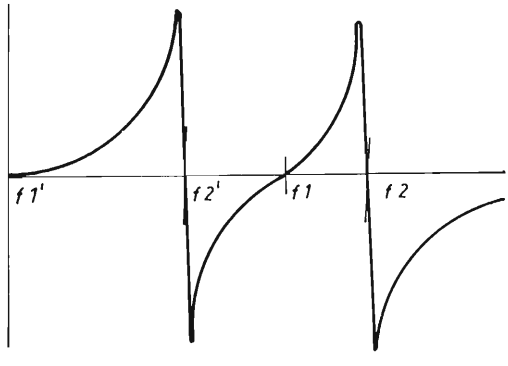


Figura II.6

Principio di funzionamento di un filtro a quarzo allargato.

Poniamo di fare la stessa cosa con un altro quarzo, che sia spostato dal primo proprio del suo Δf e cioè che f_2' coincida con f_1.

Ne risulta che se noi sovrapponiamo le due curve, vedremo il modo come il filtro si comporta dentro l'intervallo che intercorre tra la curva generata dalla bobina e quella generata naturalmente dal quarzo (fig. II.7). Per chiarezza le due curve sono state disegnate una a tratto pieno e l'altra tratteggiata, così che è facile vedere come nel punto 1 le due curve si sommano creando il massimo assorbimento, mentre al punto 2 si ha una reattanza zero. Per tutto l'intervallo fino al punto 3 avremo sempre una somma uguale a zero, per noi precipitare al punto 4, ove le due curve si sommano ancora. È evidente come sia necessario far coincidere le frequenze relative al filtro più alto rispetto a quello più basso, sia per ottenere fianchi più ripidi, sia per avere la minore attenuazione nella banda passante, che per un buon filtro non deve superare i 3 dB.

Senza addentrarci oltre nella tecnica della fabbricazione dei quarzi, diremo solamente che, con opportuno taglio e una appropriata lavorazione, si possono ottenere Δf più o meno larghi e che questi possono essere variati, come già detto in principio di questo paragrafo, con l'aggiunta di piccole capacità in parallelo come gimmick o trimmer.

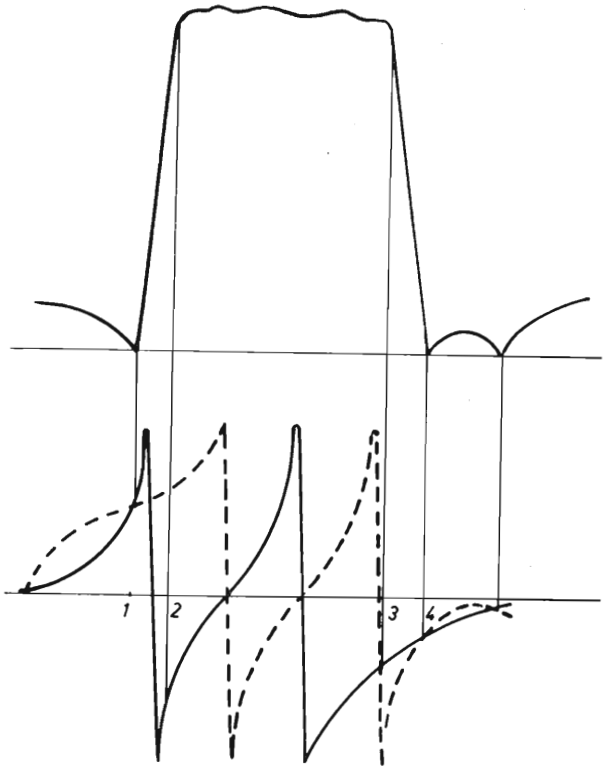


Figura II.7

Rappresentazione grafica del comportamento di un filtro a quarzo. 1 e 4 somma delle due componenti. Dal 2 fino al 3 differenza delle due componenti.

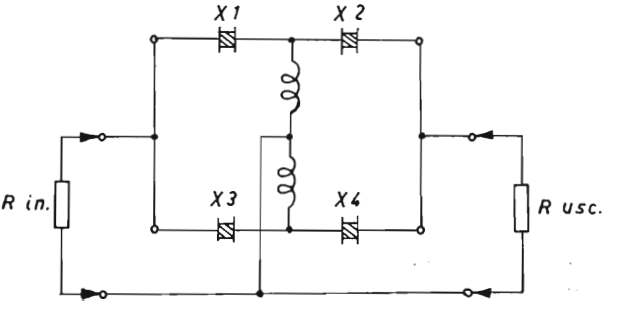


Figura II.8

Esemplificazione pratica di un filtro a quarzo.

Le bobine in parallelo ai quarzi possono essere ridotte ad una sola bifilare (fig. II.8) dove due mezzi tralicci sono affacciati alla stessa bobina e X_1-X_4 hanno frequenze di 1,5 kHz più alte di X_2-X_3.

La fig. II.9 mostra la curva di attenuazione del filtro di fig. II.8 dove si notano i due fianchi perfettamente simmetrici.

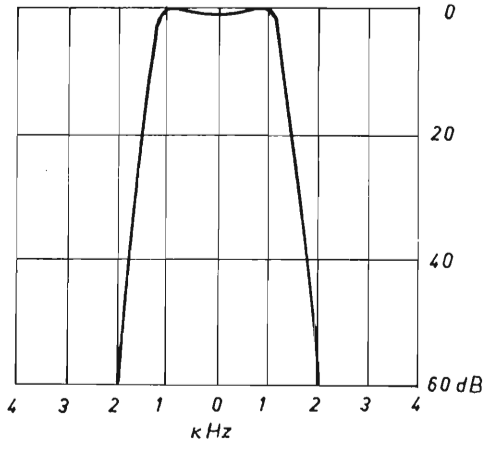


Figura II.9

Curva di risposta del filtro di fig. II.8.

Un filtro di tipo asimmetrico, adatto per SSB è quello di fig. II.10 dove un mezzo traliccio più un terzo cristallo rendono ripido il fianco relativo alla portante, in modo da sopprimere efficacemente sia la portante che la banda indesiderata.

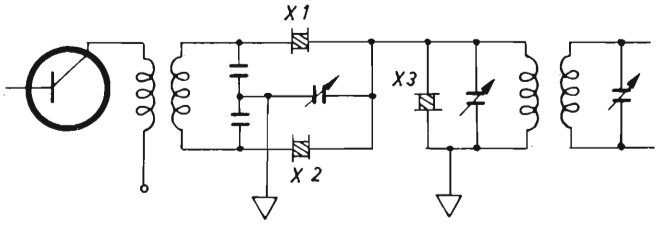


Figura II.10

Filtro a quarzo asimmetrico per SSB.

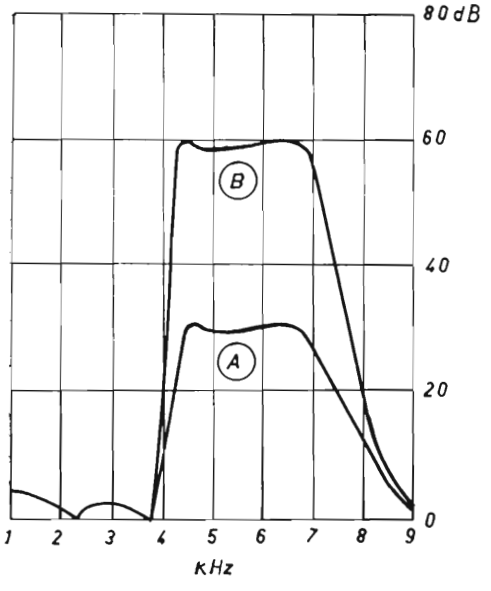


Figura II.11

Curva di risposta del filtro di fig. II.10. *A*: Sistema. *B*: Due sistemi.

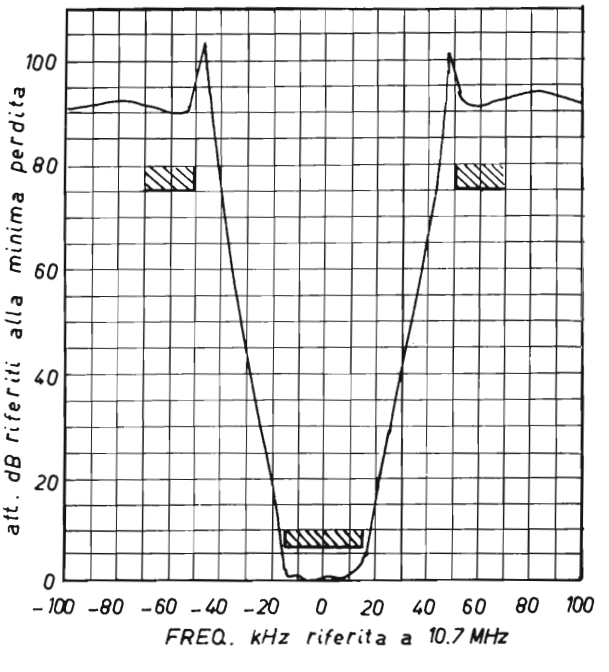


Figura II.12

Curva di selettività di un filtro a quarzo di medie caratteristiche.

Come si vede in fig. II.11 A, si ottengono attenuazioni rispetto alla portante inferiori ai 30 dB; sarà perciò necessario impiegare due sistemi in cascata dove, a parità di banda passante si ottengono attenuazioni doppie (fig. II.11 B).

La fig. II.12 mostra la curva di selettività di un filtro commerciale a quarzo di caratteristiche medie. La sua banda passante a — 6 dB è di ± 15 kHz, mentre a ± 50 kHz supera gli 80 dB di attenuazione. È perciò un filtro adatto alla canalizzazione larga per radiotelefoni a modulazione di frequenza.

L'ingombro di questo tipo di filtro è di 35 × 26,5 × 18,5 mm circa ed è stato realizzato con un numero di otto quarzi in contenitore H_c 18/U per ognuno di essi.

Appendice III

III. Trasformatori di modulazione

Un componente degno di alcune note tecniche è appunto il trasformatore di modulazione che soprattutto nei trasmettitori AM giuoca un ruolo molto importante.

Infatti, il trasformatore di modulazione è l'elemento che adatta il carico BF a quello RF, combinando altresì la componente continua che scorre in serie al suo secondario con la componente BF anch'essa presente nel secondario virtualmente in parallelo. La somma di queste due grandezze omogenee alimenta lo stadio finale RF permettendo così di sovraimporre alla portante RF una informazione BF sotto forma di modulazione.

III.1. La potenza del modulatore.

Quando la portante è modulata al 100 %, la potenza contenuta nelle bande laterali rappresenta il 50 % della potenza totale. Tale potenza è fornita dal modulatore.

In assenza di modulazione il transistore o i transistori finali assorbono potenza a corrente continua dall'alimentatore e una parte di essa viene erogata sotto forma di RF, mentre la rimanente potenza staziona dentro determinando il rendimento dello stadio.

Questo rendimento è legato alle caratteristiche del transistore ma soprattutto dal modo in cui questo viene fatto lavorare. Il suo rendimento nelle migliori condizioni può raggiungere l'80 % e la potenza che rimane dentro verrà dissipata sotto forma di calore.

Sotto modulazione, la potenza assorbita all'alimentatore non cambia, poichè la potenza erogata dalle bande laterali è fornita appunto dal modulatore sotto forma di potenza BF.

Anche questa potenza alimenterà lo stadio finale RF con lo stesso rendimento della portante RF. Se perciò consideriamo il rendimento di un transistore 40292 RCA funzionante in classe *C* con 13,5 volt di alimentazione e 1,07 ampere di assorbimento, che corrispondono a

14,5 watt input, contro 12 watt RF che può erogare il transistore avremo: 12/14,5 ≅ 80 % di rendimento.

Se si trattasse di un tubo elettronico, per avere una modulazione al 100 % dovremmo fornire alla sua placca 1/2 potenza RF accresciuta per tenere conto del rendimento dello stadio; trattandosi invece di transistori si dovrà aumentare la BF di quel 10 % già citato parlando appunto di trasmettitori AM per modulare anche il prestadio.

Avremo così

$$\frac{6\ \text{W}}{80\ \%} = 7{,}5\ \text{W BF}\ .$$

Siccome però il trasformatore ha anch'esso un rendimento valutabile ancora al 70 ÷ 80 % i transistori finali BF del modulatore dovranno fornire una potenza di:

$$\frac{7{,}5}{80\ \%} = 9{,}4\ \text{W circa,}$$

più quel 10 % citato, che equivale a 10 W abbondanti, da cui risulta che per modulare 12 W ne sono necessari almeno 10, anzichè 6 e siccome è meglio abbondare arrotondiamo ancora a 12 W BF.

Fatta questa premessa passiamo a considerare l'addattamento di impedenza.

III.2. Adattamento di impedenza.

Il trasformatore di modulazione altro non è se non un dispositivo di adattamento fra lo stadio BF e lo stadio RF.

Stabiliamo innanzi tutto quali sono i carichi e quindi le impedenze da modulare.

Si determinano le tensioni da applicare su ognuno e si fa il quadrato di ognuna di esse, dividendola poi per i carichi.

Il carico RF, tornando al nostro transistore 40292, sarà perciò:

$$Z_s = 13{,}5\ \text{volt}/1{,}07\ \text{amp} \cong 12{,}5\ \text{ohm}\ .$$

Essendo il valore efficace della tensione uguale a 13,5/1,41 = 9,7 V, il secondario relativo al finale dovrà dare:

$$9{,}7^2/12{,}5 = 7{,}5\ \text{watt BF}$$

(lo stesso risultato ottenuto per un'altra via).

Supposto che il finale guadagni 10 dB, vuol dire che alla base dello stesso dovranno arrivare 1,2 watt sul collettore dello stadio pilota (arrotondati a 1,5 watt) pari appunto al 10 % della potenza finale.

Il pilota lavora con 13,5 volt e 0,5 amp. che equivale a 2 watt input e una $Z_s = 90$ ohm circa.

Il secondario del trasformatore BF dovrà fornire, oltre ai 7,5 watt per il finale anche: $9{,}7^2/90 \cong 1$ watt, per un totale di 8,5 watt secondari BF.

Per semplicità di calcolo ci limiteremo per ora a considerare solo il secondario dello stadio finale, dato che per quello del pilota si procede alla stessa maniera.

III.3. Il calcolo.

Il trasformatore di modulazione non è un trasformatore comune, presentando la particolarità di essere percorso anche dalla corrente continua dello stadio RF oltre che dalla BF del modulatore, pertanto il ferro che lo costituisce tenderà a saturarsi, quindi è necessario lavorare con un flusso di induzione abbastanza basso in modo da permettergli di lavorare con una permeabilità dinamica relativamente alta.

Esaminando la caratteristica media di un tipo di lamierino che viene definito da 1,6 W/kg di perdita, si può vedere che per lavorare con una discreta permeabilità dinamica non bisogna superare una induzione di 5000 gauss.

Essendo il limite massimo di induzione del ferro pari a 10.000 gauss, si può decidere di farlo lavorare a 5.000, riservandoci gli altri 5.000 per la permeabilità dinamica. Fissando a priori questo dato e cioè $B_o = 5.000$ gauss si può semplificare notevolmente il calcolo senza dover ricorrere a complesse analisi del comportamento del ferro.

La formula che lega le amper-spire alla B_o è la seguente:

$$B_o = \frac{1.25 \cdot N \cdot I}{l/\mu_o + t} \qquad (1)$$

in cui: B_o = induzione in continua, in gauss;
N = numero delle spire;
I = corrente in ampere;
l = lunghezza del percorso magnetico in cm;
μ_o = permeabilità in c.c.;
t = traferro in cm.

Facendo una statistica sui valori di t e di l dei lamierini che si trovano in commercio si è trovato che mentre i traferri si aggirano sempre attorno al millimetro, le l sono tra i 15 e i 30 cm. Siccome t è espresso in cm e la permeabilità è 3 o 4.000, il rapporto l/μ assume i valori di $30/3.000 = 0{,}01$ che rispetto a $t = 0{,}1$ rappresenta il 10 %.

Se trascuriamo l/μ introduciamo soltanto un errore del 10 % e la formula si semplifica come segue:

$$B_o = \frac{1{,}25 \cdot N \cdot I}{t} \qquad (1\,\mathrm{A})$$

La sezione del ferro si può ricavare dalla formula:

$$S = 10\sqrt{P/f} \qquad (2)$$

dove: S = sezione della colonna del ferro;
P = potenza del modulatore;
f = frequenza minima passante, alla quale la tensione scende a 0,7 della tensione sviluppata a 1.000 Hz.

Tale relazione è valida per una densità di corrente di 4 ampere per mm² nel filo di rame e per una permeabilità incrementale di 5.000 gauss.

Si moltiplicherà almeno per 1.1 la sezione trovata, dato che la formula dà la sezione netta.

L'induttanza L che deve avere il primario e il secondario, dipende dai carichi e dalla frequenza minima che si vuol far passare, considerando come frequenza minima quella frequenza che da il 0,7 della tensione ricavata al centro banda e cioè a 1.000 Hz.

L'impedenza di carico del finale RF, come si è detto, è uguale all'input dello stadio e cioè V_{ceo}/I_{ceo}, di conseguenza l'induttanza secondaria L_s si determinerà con la:

$$L_s = Z_s/6{,}28 \cdot f \qquad (3)$$

dove f è la frequenza minima.

Stabilito così che il secondario deve avere una determinata L_s in henry, si può calcolare L_s come segue:

$$L_s = \frac{1{,}25 \cdot N^2 \cdot S \cdot 10^{-8}}{l/\mu_i + t} \qquad (4)$$

dove: L_s = induttanza in henry;
μ_i = permeabilità a corrente alternata.

Se come già detto facciamo in modo di avere una permeabilità dinamica μ_i maggiore di 1.000 ÷ 2.000, come in effetti abbiamo disposto, il primo termine del denominatore può essere trascurato rispetto al traferro t e la precedente formula può venir semplificata nella seguente:

$$L_s = \frac{1{,}25 \cdot N^2 \cdot S \cdot 10^{-8}}{t} \qquad (4\,A)$$

Manipolando la (1 A) e la (4 A) si ricava da tutte e due i dati relativi al traferro t con le espressioni seguenti:

$$t = \frac{1{,}25 \cdot N \cdot I}{B_o} \qquad (5\,A)$$

e

$$t = \frac{1{,}25 \cdot N^2 \cdot S \cdot 10^{-8}}{L_s} \qquad (5\,B)$$

come si vede le due espressioni si equivalgono poichè tutte e due danno t.

Scrivendo l'uguaglianza e semplificando si ottiene la:

$$\frac{I}{B_o} = \frac{N \cdot S \cdot 10^{-8}}{L_s} \qquad (6)$$

e

$$N = \frac{L_s \cdot I \cdot 10^8}{B_o \cdot S} \qquad (7)$$

La (7) contiene tutti i dati utili per il calcolo, come L_s, I, B_o, S e N, numero delle spire secondarie. Per risalire alle spire primarie vale la formula:

$$N_p^2 = N_s^2 \cdot \frac{Z_p \cdot P_t}{Z_s \cdot P_s} \qquad (8)$$

infatti:

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p \cdot P_t}{Z_s \cdot P_s}} \qquad (9)$$

come si sa il rapporto di spire è uguale alla radice quadrata del rapporto delle impedenze Z_p/Z_s, pertanto la espressione diventa come la (9) che forse è più familiare. Il fatto poi che la P_t/P_s compaiono nella espressione significa che viene tenuto conto dell'aumento percentuale da dare al secondario per compensare le perdite di esso.

Ora, essendo noto N_s è possibile trovare il traferro ponendo N_s nella (5 A) e con t finalmente nella (4 A) è possibile controllare che l'induttanza secondaria abbia il valore voluto.

Facciamo a questo punto un esempio pratico:

il modulatore BF darà 10 ÷ 12 watt BF con un montaggio push-pull classe B. Anche il single ended va bene poichè in entrambi i casi il primario del trasformatore di modulazione non è percorso dalla corrente continua:

nel primo caso poichè le correnti continue sono in controfase e si annullano a vicenda pertanto il ferro non si satura per effetto della corrente primaria; nel secondo caso perchè c'è un condensatore di isolamento tra la tensione continua del modulatore e quella del trasformatore stesso così anche in questo caso la corrente continua non scorre nel primario.

Il single ended però è sconsigliabile sia perchè richiede tensioni di alimentazione doppie o comunque più alte dei 12 volt, inoltre le V_{ce} zero dei transistori si trovano in somma essendo il montaggio in serie, pertanto si perde un po' di potenza utilizzando la stessa V_b.

III.4. Esempio pratico.

Riprendiamo i 12 watt BF alimentati da 13.5 volt e 2 ampere di assorbimento. La Z_p si aggirerà attorno ai 13 ohm circa che useremo come valore della Z_p del nostro trasformatore di modulazione.

La sezione in centimetri quadrati si ricava dalla (2), che è valida come abbiamo detto per 5.000 gauss di induzione ed una densità di corrente nel rame di 4 ampere/mm^2.

Fissiamo la frequenza di taglio minima in 200 Hz in modo da avere la banda da 300 a 3.000 Hz abbastanza piatta. Tenendo alta la frequenza di taglio si eliminano ronzii eventuali dovuti alle prime armoniche della rete, quando si alimenta l'apparato in corrente alternata; inoltre si evita di amplificare frequenze troppo basse che portano via molta potenza BF, senza contribuire all'aumento della intelligibilità.

Avremo così:

$$S = 10 \sqrt{10/200} \cong 2{,}2 \text{ cm}^2$$

che arrotondiamo a 3 cm² per il motivo che illustriamo qui di seguito.

I lamierini esistenti in commercio, se non specificatamente richiesto, hanno dimensioni standard come illustrato in fig. III.1, per cui se non si sceglie una colonna sufficientemente grande, si avrà una finestra insufficiente a contenere l'avvolgimento. Teniamo presente inoltre che la sezione trovata è una sezione netta che deve perciò essere

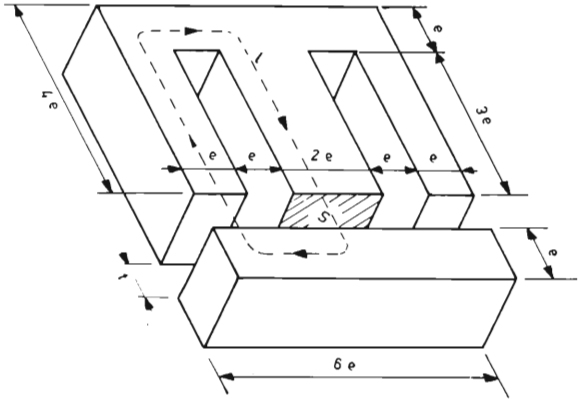


Figura III.1

Pacco lamellare per trasformatori. Sono visibili le dimensioni standard del lamierino, in più *S*, *l*, *t*.

moltiplicata almeno per 1.1 per avere quella lorda. La stessa figura ci permette di vedere la lunghezza del percorso magnetico l, il traferro t, la sezione S.

La (3) ci fornisce la L_s che per $Z_s = 12{,}5$ e $f = 200$ Hz è

$$L_s = \frac{12{,}5}{6{,}28 \cdot 200} = 0{,}01 \text{ henry}$$

Sostituendo nella (7) si ha:

$$N_s = \frac{0{,}01 \cdot 1{,}07 \cdot 10^8}{5.000 \cdot 3} = \frac{1.070}{15} = 71 \text{ spire}$$

La (5 A) permette di ricavare il traferro:

$$t = \frac{1{,}25 \cdot 71 \cdot 1{,}07}{5.000} \cong 0{,}02 \text{ cm} = 0{,}2 \text{ mm}$$

Ora abbiamo tutti gli elementi per controllare se l'induttanza è esatta, utilizzando la (4 A):

$$L_s = \frac{1{,}25 \cdot 71^2 \cdot 3 \cdot 10^{-8}}{0{,}02} \cong 0{,}01 \text{ henry}.$$

Dopo aver calcolato le spire secondarie si può risalire alle spire al primario con la (8):

$$N_p^2 = 71 \cdot 71 \frac{13 \cdot 10}{12{,}5 \cdot 12} = 4.336$$

per cui N ≅ 66 spire suddivise in due sezioni bifilari di 33 spire ciascuna.

Ora vediamo se le spire trovate stanno dentro la finestra del lamierino, in caso contrario si cambierà lamierino aumentando la finestra e diminuendo il numero dei lamierini. Si opererà viceversa in caso contrario.

Con una densità di corrente di 4 ampere/mm², le sezioni dei fili sono date da:

$$S = 0.5 \sqrt{I}$$

mentre l'ingombro sarà:

$S_f \cdot N \cdot 3$ dove S_f = sezione del filo;
N = numero delle spire;
3 = coefficiente di riempimento;

dovendo tener conto dell'ingombro del cartoccio più quello dell'isolamento tra gli strati e tra primario e secondario ed infine la copertura e la curvatura dell'avvolgimento, specie se si impiega filo grosso.

Per 1 ampere secondario avremo una sezione del filo di 0,5 mm^2, che moltiplicati per le spire secondarie nonchè per il coefficiente danno 106,5 mm^2 (71 · 0,5 · 3).

Il primario avrà un filo di sezione uguale a 0,7 mm^2 per cui l'ingombro primario sarà uguale a 138,6 mm^2 (66 · 0,7 · 3).

L'ingombro totale risulta perciò 106,5 + 138,6 = 245 mm^2 circa.

Scegliendo un lamierino come quello illustrato in figura, con una colonna larga 18 mm si avrà una finestra molto prossima al valore di ingombro trovato. Il pacco sarà alto 17 mm per cui avremo una sezione lorda di 3 cm^2 e un numero di lamierini da 0,5 mm di spessore pari a 17/0,5 = 34.

Per ottenere il traferro non si dovranno incrociare i lamierini e se questi sono del tipo *E, I,* il percorso magnetico viene interrotto in due punti, per cui la *t* trovata precedentemente andrà divisa per due, con il risultato che si dovrà usare uno spessore da 0,1 mm per il traferro.

IV. Accoppiatori direzionali

Si è parlato fino ad ora di un accoppiatore a quattro fili, però è possibile spiegarlo anche come accoppiatore a due fili, aventi un ritorno comune attraverso un piano di massa; tale artifizio consente di immaginare l'accoppiatore a due fili anzichè a quattro.

La lettura di un accoppiatore deve essere vista come l'ammontare di corrente che scorre nella linea accoppiata e perciò varierà direttamente con la frequenza, a causa della variazione della lunghezza del tronco di linea.

Quindi mentre la direttività di questo tipo di accoppiatore non è funzione della frequenza, il grado di accoppiamento varia con la frequenza.

Per compensare questa variazione di accoppiamento sarà necessario calibrare lo strumento che misura la potenza incidente sopra l'intervallo di frequenza interessato, servendoci di una rete *RC* posta all'uscita della linea accoppiata, come illustrato più avanti.

È ovvio che se l'accoppiatore viene impiegato come dispositivo di protezione non sarà necessaria alcuna calibrazione.

IV.1.1. Costruzione pratica.

Tra le varie possibilità costruttive, si possono realizzare economicamente riflettometri servendosi di cavo coassiale al quale si infila all'interno un'altra sonda in funzione di loop magnetico di accoppiamento, oppure — nelle apparecchiature più professionali — si può ricavare la cavità coassiale direttamente da un blocco di metallo, infine realizzare l'accoppiatore direzionale in guida d'onda a seconda della frequenza impiegata e della potenza richiesta.

Per potenze dell'ordine dei 5 ÷ 10 watt e per frequenze fino ai 400 MHz si può realizzare un accoppiatore direzionale o riflettometro servendosi della lastra fenolica per circuito stampato, disposta come

in fig. IV.1. Si realizza così un qualcosa di molto compatto che sta tra il coassiale e la costante distribuita. Data la miniaturizzazione di questo tipo di accoppiatore si daranno di seguito alcuni cenni costruttivi sulle VHF e sulle UHF.

Nel riflettometro descritto, la linea di trasmissione costituente l'accoppiatore direzionale è stata realizzata incidendo tre listelli larghi 1,5 mm su una faccia di lastra fenolica da circuito stampato con il rame su tutte e due le facce, tipo XXXP. (fig. IV.1). Sul retro appunto è rimasto il rame che serve da piano di riferimento per la linea.

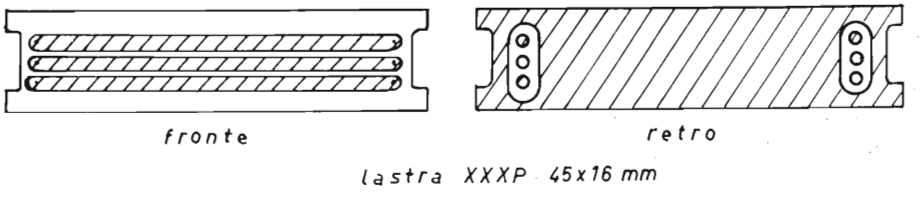


Figura IV.1. - Costruzione di un riflettometro su circuito stampato.

Siccome la propagazione su questo tipo di linea di trasmissione avviene nel modo TEM, è possibile calcolarne le caratteristiche di impedenza di qualunque lunghezza di linea mediante la seguente formula:

$$Z_o = \frac{339\sqrt{\varepsilon}}{C}$$

dove: ε è la costante dielettrica del materiale isolante impiegato. C è la capacità della linea in pF per 10 cm.

È conveniente quando si impiega questa formula, determinare la capacità sperimentalmente evitando difficili calcoli. Nel progetto di questo riflettometro la capacità è stata misurata per varie larghezze delle linee ricavando poi una curva.

La larghezza definitiva delle linee dell'accoppiatore direzionale sono state poi dedotte dalla curva.

Le dimensioni delle linee in questo caso, calcolate per una impedenza caratteristica di 50 ohm sono risultate — per frequenze comprese tra 220 e 400 MHz — lunghe 25 ÷ 35 mm e larghe 3 mm. Lo spazio tra le linee era di circa 1 mm.

Le lunghezze delle linee oppure la spaziatura potranno essere variate in questo tipo di accoppiatore, in modo da poterne variare il grado di accoppiamento.

Come stabilito prima, il materiale impiegato era la lastra XXXP, con base fenolica.

Come sappiamo, questo materiale presenta alte perdite alle UHF per cui ne sarebbe sconsigliabile l'uso, tuttavia considerate le piccole dimensioni non vi sarà considerevole aumento delle perdite. Per contro l'alta stabilità meccanica ne ha consigliato l'utilizzazione.

Lo schema di fig. IV.2 illustra un riflettometro con due link, uno per la lettura della corrente diretta e uno per leggere quella che ritorna indietro. Le resistenze segnate R_o sulle terminazioni delle linee sono uguali alla impedenza caratteristica delle linee stesse. L'altro capo delle linee è terminato su un carico a resistenza e capacità R_1-C_1 e R_2-C_2. Questi carichi sono destinati a mantenere costanti le correnti lette per qualunque potenza di ingresso, sopra l'intervallo di frequenza

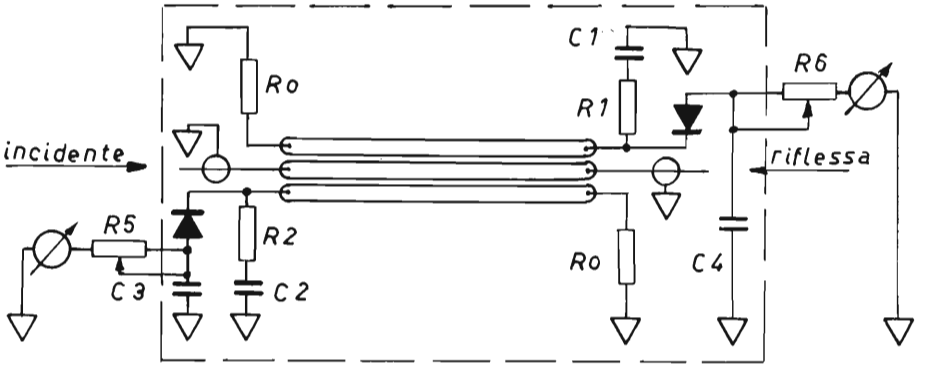


Figura IV.2. - Schema di riflettometro con due link per leggere contemporaneamente sia la potenza incidente che quella riflessa.

di 220 ÷ 400 MHz. Quando la frequenza è bassa, a causa della diminuzione di accoppiamento tra le linee, l'impedenza del carico aumenta, compensando il decremento della corrente che scorre attraverso la linea e così mantenendo costante la tensione sul carico *R-C*. I diodi impiegati erano del tipo 1*N* 52 appaiati.

Per ottenere una buona direttività sarà necessario non ritornare con le masse della linea accoppiata sul piano comune di massa, ma fare riferimento ad una massa che, pur non essendo separata dall'altra, non sia percorsa dalla RF.

IV.1.2. Misure eseguite.

L'impiego del riflettometro descritto è destinato alla regione delle UHF tra 225 e 400 MHz, perciò molte misure sono riferite a questo campo di frequenza.

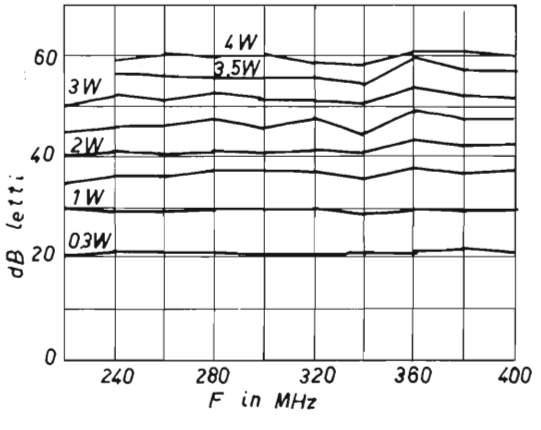


Figura IV.3

Misure sul riflettometro descritto a diverse potenze.

La direttività per un riflettometro è la proprietà fondamentale. In queste misure la direttività è stata definita come il rapporto della potenza che scorre nella direzione inversa rispetto a quella che si ha nella direzione diretta, che dà una data lettura.

Il riflettometro in esame è terminato con 50 ohm e in tali condizioni il rapporto direzionale risulta attorno ai 30 dB. Sostituendo la resistenza da 50 ohm con una da 60 ohm, detto rapporto scende a 20 dB. Inoltre si è notato che l'uso della terminazione *R-C* a un lato della linea accoppiata non riduce materialmente la direttività stessa.

La fig. IV.3 illustra una serie di misure fatte con diverse potenze. La terminazione consiste di un wattmetro da 50 ohm. Come si può

vedere, il responso in frequenza è essenzialmente uniforme sulla intera banda provata.

Il rapporto di onde stazionarie è visibile nel grafico di fig. IV.4 A, mentre nella fig. IV.4 B, si vede come si comporta lo strumento con carico aperto e in cortocircuito.

Questi sono due casi dove il rapporto di onde stazionarie è infinito. Rovesciando il senso del riflettometro si ottengono approssimativamente le stesse letture. La stessa potenza sia incidente che riflessa apparirà in questo caso nella linea di trasmissione.

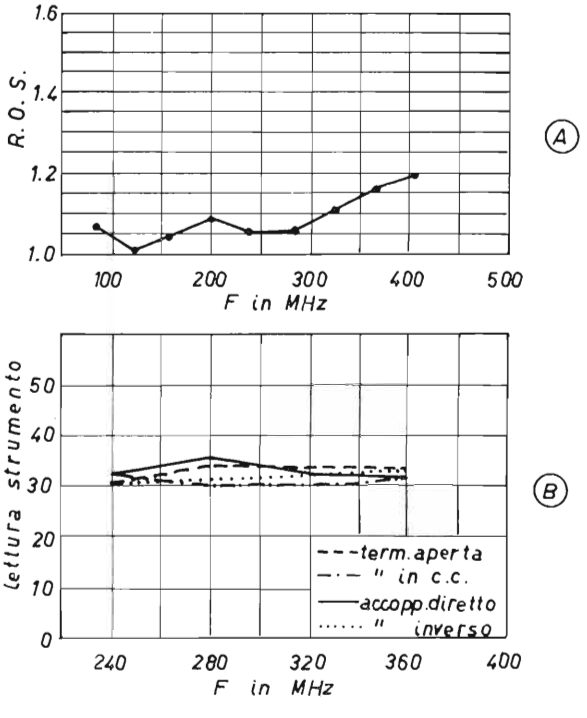


Figura IV.4

Misure sul riflettometro descritto. *A*: R.O.S. *B*: Comportamento con carico aperto e in c.c.

Misure fatte a frequenze dell'ordine dei 27 MHz hanno dato rapporti di 27 dB, ciò dimostra che è possibile impiegare lo strumento anche a frequenze più basse di quelle descritte. Naturalmente le letture scendono a parità di potenza, con un andamento di 3,5 dB per ottava a partire da 220 MHz verso le frequenze più basse.

Siccome ci si è prefissi di descrivere un riflettometro per impiego come dispositivo di protezione di uno stadio finale, anzichè uno strumento di misura, sarà altrettanto importante, oltre che la direzionalità, anche il livello di uscita, pertanto si illustra in fig. IV.5 un dispo-

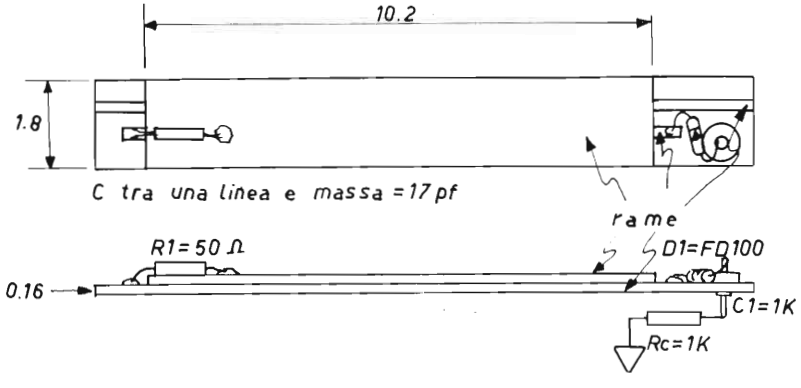


Figura IV.5. - Riflettometro semplificato per la protezione degli stadi finali.

sitivo analogo al precedente ma centrato sulle frequenze minime di 50 ÷ 70 MHz. Questo dispositivo ha dato ottimi risultati a 75 MHz: perdita di inserzione praticamente nulla a 10 watt RF, mentre la tensione rivelata dal diodo è stata di 0,75 volt sulla R_1 in andata e zero volt in ritorno.

Appendice V

V. Transistori ad effetto di campo (FET)

V.1. Loro proprietà.

I FET (Field Effect Transistors), rappresentano una fase più avanzata della tecnica realizzativa dei semiconduttori a stato solido, sfruttando in modo diverso le caratteristiche dei materiali semiconduttori. Essi si prestano particolarmente all'impiego sui radiotelefoni date le loro caratteristiche maggiormente professionali, specie per quanto riguarda le loro prestazioni.

Supponendo che il lettore sia già al corrente del modo in cui funzionano i FET, ci limiteremo a parlare dei pregi che i FET presentano sui transistori bipolari, specialmente per quanto riguarda l'impiego come convertitori.

La proprietà che principalmente si rivela a chi per la prima volta esamina le caratteristiche di un transistore ad effetto di campo è senz'altro l'alta impedenza di ingresso. Questa caratteristica è tale per cui si è portati a ragionare ancora come con i circuiti a tubi elettronici.

Infatti un'alta impedenza si traduce, specie nei circuiti amplificatori *RC*, in un minor smorzamento dei circuiti accoppiati. Nei circuiti di antenna si ottengono trasformazioni in salita, le quali permettono guadagni in tensione anche a prescindere dall'elemento amplificatore. Infine, per citare solo alcuni pregi, negli amplificatori BF si possono accoppiare microfoni ad alta impedenza senza dover ricorrere ad artifici che introducono rumore.

Un secondo vantaggio dei FET è quello di avere un basso tasso di intermodulazione, condizione favorevole per il loro impiego nei primi stadi di alta frequenza dei ricevitori.

La intermodulazione e la modulazione incrociata è un fenomeno abbastanza noto ed è comune, in misura più o meno grande, a tutti i ricevitori. Con l'avvento dei transistori il fenomeno si è accentuato,

poichè in essi la corrente di collettore è funzione non lineare della tensione di base.

La produzione della modulazione incrociata si può spiegare come segue:

applicando in antenna di un ricevitore due segnali V_1 (segnale ricevuto) e V_2 (segnale interferente), l'amplificazione di V_1 può essere espressa come una funzione del segnale interferente V_2 se la caratteristica di trasferimento è non lineare. Il guadagno α_1 d'altro canto è indipendente dalla tensione di ingresso quando la caratteristica di trasferimento è una funzione lineare o quadratica.

È appunto ciò che succede con i FET, dove la corrente di « drain » I_D è funzione della tensione di « gate » V_G per cui la caratteristica di trasferimento è una funzione quadratica.

Comunque se V_2 è modulato in ampiezza, esso influenza la transconduttanza istantaneamente, modificando α_1 e producendo di conseguenza modulazione incrociata.

La introduzione dei MOS-FET (Metal Oxide Silicon), ha migliorato ulteriormente la immunità alla intermodulazione, introducendo un secondo « gate ». Al primo gate viene applicato il segnale V_1, mentre al secondo viene applicato il CAS. Ne risulta che α_1 sarà modificato sotto l'azione del CAS, mentre la transconduttanza d'ingresso a G_1 ne sarà immune.

Con questi criteri si ottengono intermodulazioni da due a quattro volte minori di quelle già ottenute con i FET normali. Il tasso è dell'ordine dell'1 %, e può essere considerato un valore soddisfacente, anche se del tutto arbitrario. Non essendovi ancora una normalizzazione in proposito, molti dati già pubblicati in precedenza da altri autori, si riferiscono a tale valore. I guadagni inoltre con i MOS-FET raggiungono valori dell'ordine dei 20 dB senza necessitare di neutralizzazione.

Per l'appunto gli svantaggi dei FET sono quelli di guadagnare poco e di necessitare di neutralizzazione. Infine nei convertitori sono necessarie tensioni di iniezione da parte dell'oscillatore locale dell'ordine di almeno 400 mV.

Le altre proprietà dei FET si potranno desumere dalla tabella VII che illustra dati riassuntivi di tre circuiti pressochè identici, dove il primo è stato realizzato con due FET, uno amplificatore RF ed uno mescoltare; il secondo circuito è realizzato con un solo FET in alta frequenza; il terzo circuito è realizzato con transistori convenzionali.

TABELLA VII.

	fig. V.1	fig. V.4	fig. V.7	
1. Sensibilità per 30 dB (S + N)/N a ± 22,5 kHz di deviazione	4,0	3,5	4,5	μV
2. Sensibilità per 30 dB (S + N)/N a ± 75 kHz di deviazione	2,7	2,5	3,0	μV
3. Guadagno di potenza del gruppo AF trascurando i 14 dB di perdita del secondario della frequenza intermedia a 10,7 MHz	17,8	35,8	31,8	dB
4. Larghezza di banda del gruppo a — 6 dB	400	425	450	kHz
5. Reiezione della frequenza immagine (119,4 MHz)	57	53	52	dB
6. Numero delle frequenze spurie inferiori alla attenuazione di 85 dB .	3	16	73	
7. Azione del CAS inverso	21	28	30	dB
8. Azione del CAS diretto	30	45	45	dB
9. Spostamento del CAF per $\Delta V \pm 1 V_{caf}$	125	125	125	kHz
10. Tensione di iniezione dell'oscillatore	440	100	110	mV

V.2. Convertitori a FET e comparazione con circuiti convenzionali.

È riconosciuta ai FET una caratteristica di trasferimento prossima alla perfetta legge quadratica, da cui risulta che si possono realizzare con essi mescolatori ideali, con l'immunità ai segnali spuri. Purtroppo i guadagni di conversione sono più modesti di quelli ottenuti con transistori bipolari.

Esamineremo perciò tre circuiti da cui è possibile evidenziare le caratteristiche dei FET rispetto ai transistori convenzionali stessi. (1).

La fig. V.1 illustra un circuito realizzato con un FET sul circuito di alta frequenza e un secondo FET in funzione di mescolatore.

(1) Da uno studio di David Leonard, Texas Instruments Inc., Dallas.

Per evidenti ragioni realizzative i tre circuiti esaminati sono stati fatti con sole tre sezioni LC, anzichè cinque, come di solito si fa nei ricevitori dei radiotelefoni.

Altri accorgimenti sono stati presi al fine di non falsare il confronto fra i due circuiti. Le polarizzazioni automatiche di drain sono state tenute come $I_D/2$, buon compromesso tra la intercambiabilità del FET, la reiezione al responso spurio e il guadagno.

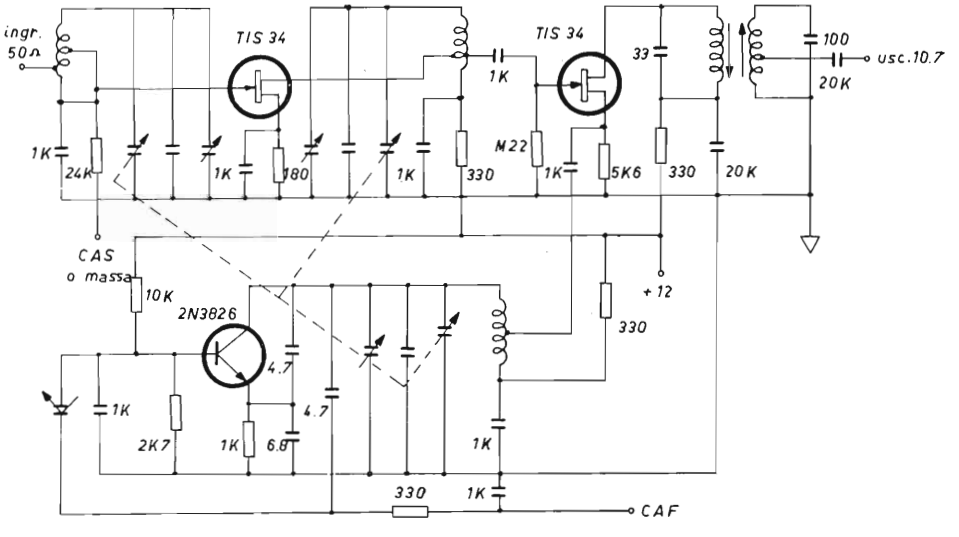


Figura V.1. - Circuito a RF realizzato con due FET e un transistore bipolare.

Si è impiegata per il CAS la tensione negativa inversa, la quale permette di ottenere un controllo efficace con un piccolo ammontare di tensione. Le figg. V.2 A e B comunque illustrano l'andamento del CAS con tutti e due i sistemi; negativo e positivo rispettivamente.

La fig. V.3 infine illustra lo spettro delle frequenze spurie oltre gli 85 dB di attenuazione.

Con il sistema CAS a tensione positiva è possibile ottenere una maggiore efficacia di controllo, però il CAS stesso ne peggiora le ammettenze, per cui peggiora anche la selettività.

Dalla fig. V.2 B si vede che il controllo aziona un po' in ritardo, consentendo un certo miglioramento nelle prestazioni del convertitore; per contro però si peggiora il responso spurio.

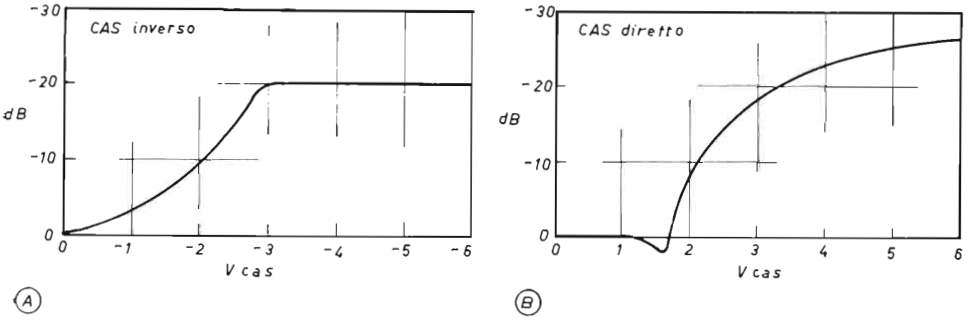


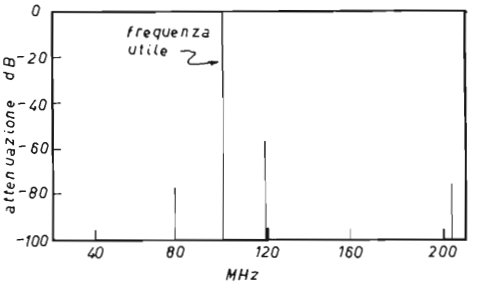
Figura V.2. - Andamento del CAS. *A*: **Con tensione inversa.** *B*: **Con tensione diretta.**

Come succede anche con i transistori bipolari, pure con i FET il guadagno di conversione è strettamente legato all'ammontare della iniezione dell'oscillatore locale, che influisce anche sul punto del negativo di quiescenza gate-source.

Sempre dal circuito di fig. V.1 si è visto che aumentando la tensione di iniezione dell'oscillatore locale da 440 mV a 560 mV è possibile aumentare il guadagno di conversione di 1,5 dB, però la reiezione di $(f_o + fi)/2$ si riduce da 88 a 78 dB.

Figura V.3

Spettro delle frequenze spurie da intermodulazione.



Lo spettro del responso spurio è illustrato in fig. V.3. Il ricevitore è sintonizzato su 98 MHz e la sensibilità è misurata sul discriminatore, entrando in antenna con 3,5 μV, per un $(S + N)/N$ di 30 dB. Dalla tabella VII° si può notare come aumentando l'indice di modulazione migliori anche la sensibilità.

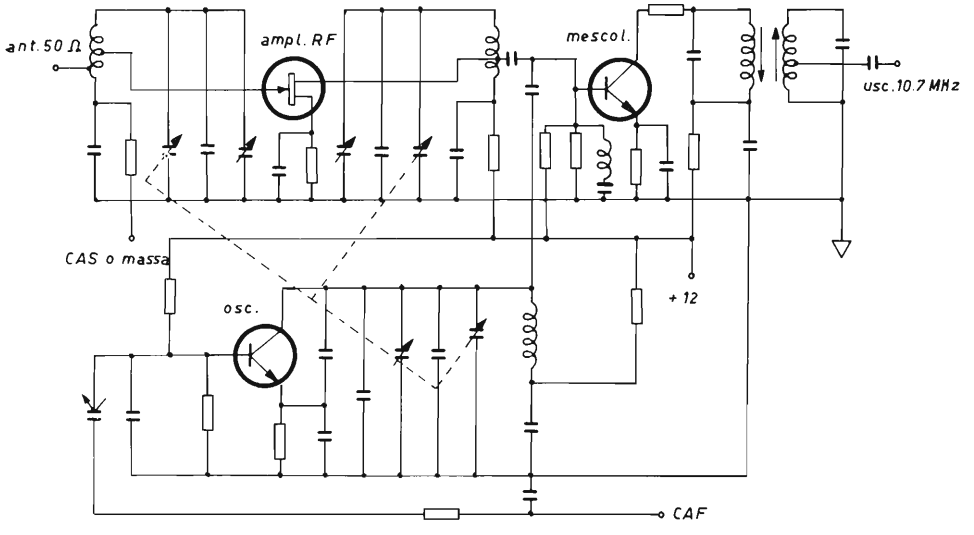


Figura V.4. - Circuito RF realizzato con un solo FET nel circuito di ingresso.

Si è aumentato successivamente il segnale d'ingresso a 65 mV corrispondente a 85 dB, esplorando la banda da 54 MHz a 126 MHz. Tutte le spurie trovate, escluse naturalmente quelle relative al generatore, sono risultate inferiori agli 85 dB, rispetto ai 3,5 μV precedentemente trovati.

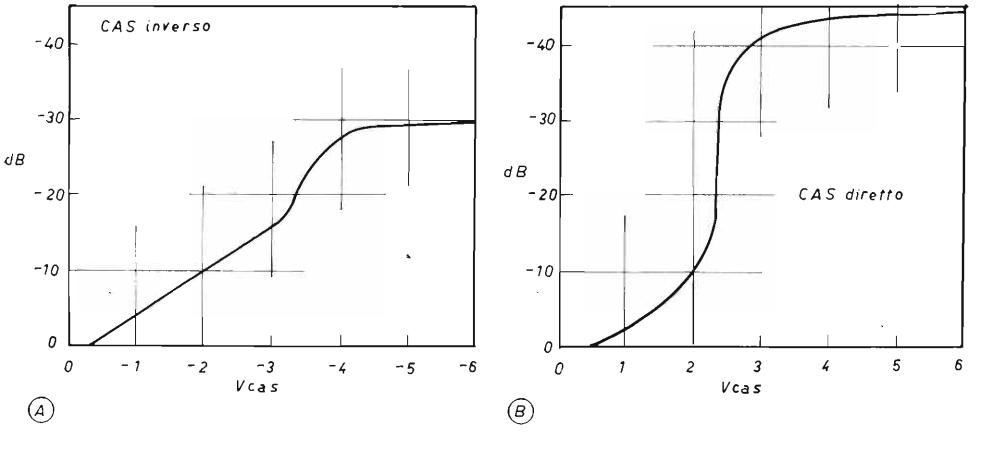


Figura V.5. - Andamento del CAS. *A*: **Con tensione inversa.** *B*: **Con tensione diretta.**

L'oscillatore è del tipo a basso costo, realizzato con transistori bipolari in circuito Colpitts a base comune.

I risultati del circuito descritto sono anch'essi riassunti nella tabella VII.

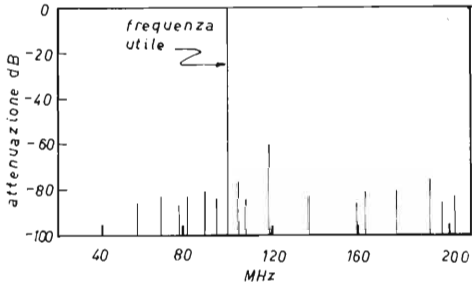


Figura V.6

Responso spurio del circuito di fig. V.4.

La fig. V.4 illustra un secondo circuito dove il solo stadio amplificatore di alta frequenza utilizza un FET. Tutti i precedenti criteri sono stati adottati anche su questo secondo circuito, al fine di unificare il confronto con il circuito precedentemente descritto.

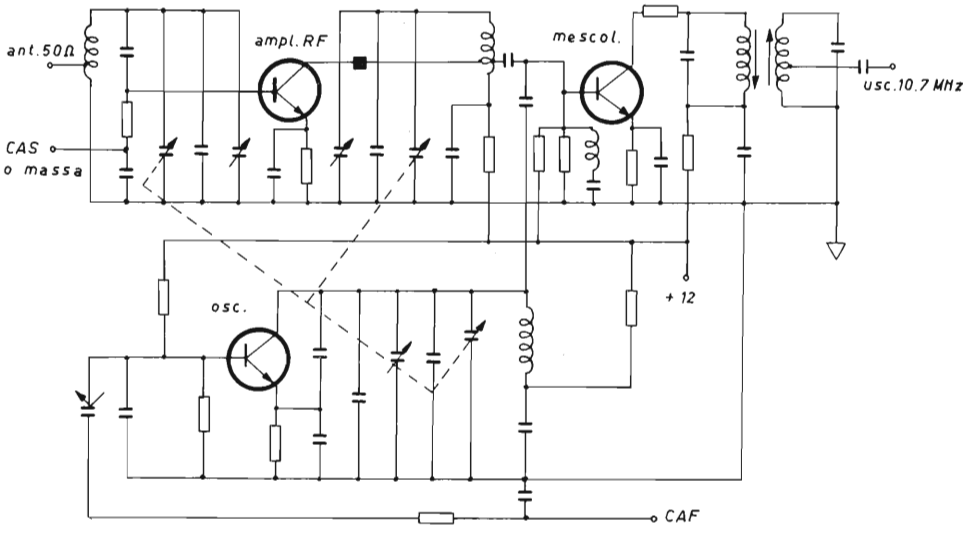


Figura V.7. · Circuito realizzato con soli transistori bipolari.

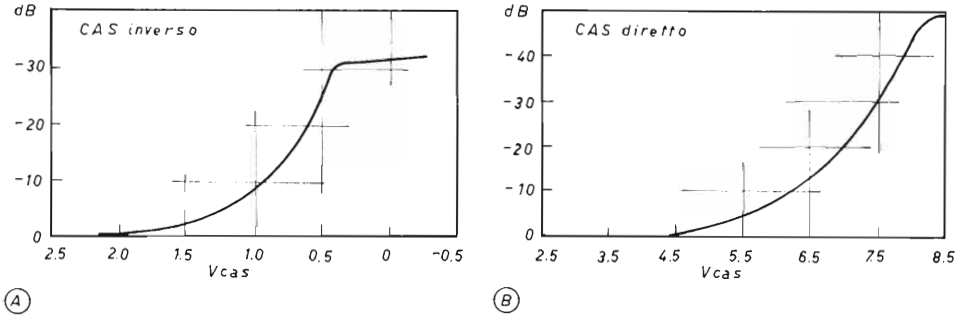


Figura V.8. - Andamento del CAS. *A*: **Con tensione inversa.** *B*: **Con tensione diretta.**

Le figg. V.5 A e B dimostrano che in questo secondo caso il CAS è nettamente più efficace con controllo positivo.

Il responso spurio è illustrato in fig. V.6 mentre, sempre dalla tabella VII si desumono le caratteristiche.

Un terzo circuito realizzato completamente con transistori convenzionali è illustrato in fig. V.7, mentre in fig. V.8 A e B si può vedere l'andamento del CAS con tensione negativa inversa e diretta. Dalla tabella VII si può desumere che, mentre le caratteristiche di conversione e l'andamento del CAS rimangono pressochè immutate, rispetto a quelle del circuito con un solo FET sullo stadio di alta frequenza il responso spurio è nettamente peggiorato, come dimostra la fig. V.9.

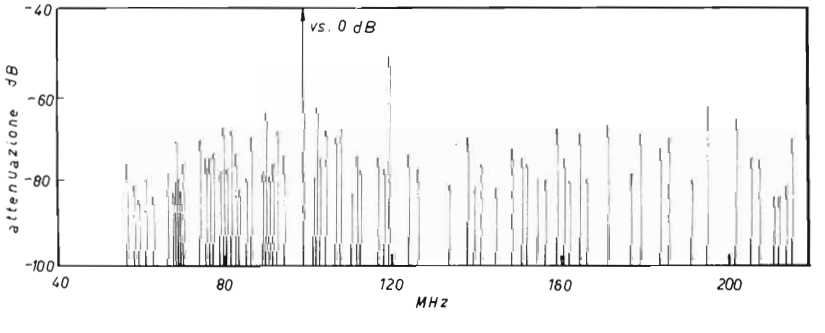


Figura V.9. - Spettro spurio del circuito con transistori bipolari.

V.3. Stadio RF neutralizzato.

Un esempio di stadio a FET neutralizzato è illustrato in fig. V.10. Questo circuito presenta ottime doti di stabilità, una volta corretta la neutralizzazione. Nella figura sono stati riportati anche i guadagni; dove risulta che uno stadio a FET può guadagnare ancora 20 dB. Infatti, se apparentemente il dispositivo guadagna solo 16 dB; complessivamente, dall'antenna ad una base dello stadio successivo si ritrovano 24 dB. Ciò è dovuto all'alta impedenza del gate, il quale permette di adattare l'ingresso di antenna a 50 ohm con il gate che ne ha 200, consentendo così un guadagno in salita di 8 dB da parte del trasformatore di impedenza.

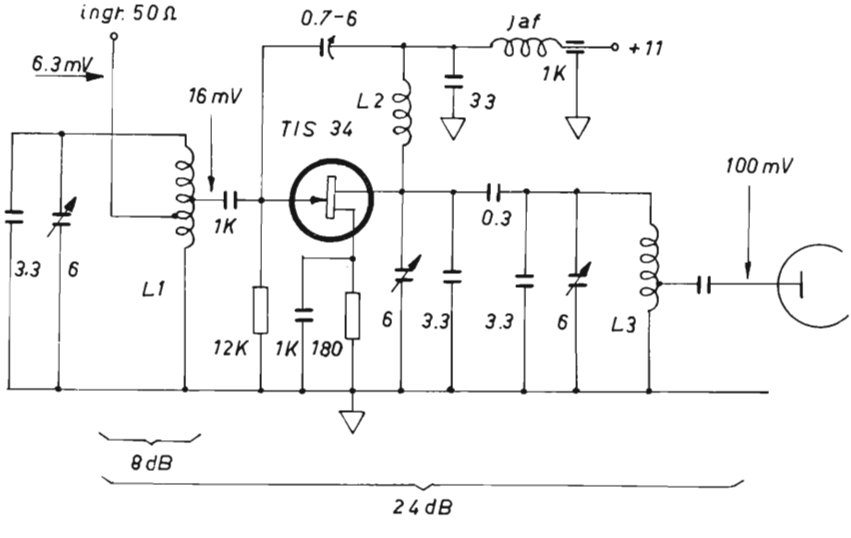


Figura V.10. - Stadio RF a FET neutralizzato.

INDICE ANALITICO

A

pag.

Accessori di misura 210
Accoppiatori direzionali . . . 99-286
Adattamento delle antenne . . 125
Adattamento di impedenza (vedi trasf. modul. App. III.2) . 279
Aggiustamento di una frusta . 136
Alimentazione 68
Alimentazione da rete luce . . 77
Alimentazione di una frusta . 135
Alta frequenza (ricezione) . . 52
Amplificatori di potenza in classe A 8
Amplificatori classe A, B e C . 8
Amplificatori in classe B e C . 8
Amplificatori RF per SSB . . 32
Analisi dei circuiti 2
Antenna a frusta caricata al centro 133
Antenne 114
Antenne a polarizzazione verticale 119
Antenne collineari verticali . . 117
Antenne per apparati mobili in onde corte 128
Appendice I 260
Appendice II 268
Appendice III 277
Appendice IV 286
Appendice V 292

B

Banda BF (modulazione) . . 49
Bassa frequenza 66
Bobina di carico 131

C

pag.

Capacità di carico 134
Cause di guasti 168
Cenni sulla propagazione . . 140
Chiamata selettiva 92
Circuiti (vedi oscillatori a quarzo. App. I.4) 2-66
Circuiti accessori . . . 88
Circuiti di radiotelefoni . . . 212
Circuiti di ingresso 13
Circuiti di uscita 11
Circuito volano 7
Citizen band da 3 Watt RF . . 230
Clipper (tosatore) 40
Collegamenti radiotelefonici (vedi norme) 253
Collegamenti radiotelegrafici (vedi norme) 254
Collegamento tra due punti . 142
Commutazione dei canali . . 107
Controllo di soglia 103
Controllo di volume BF . . 105
Conversione 53
Convertitori a FET e comparazione con circuiti convenzionali . 294
Convertitori statici 68
Corner reflector 123
Cortine di dipoli 122
Costruzione pratica (vedi riflettometri. App. IV.1.1) . . . 99-286
Criteri di progetto 212

D

Descrizione di funzionamento dei circuiti 214

pag.
Descrizione elettrica (circuiti) . 212
Descrizione di un moderno radiotelefono destinato a impieghi militari 212
Descrizione meccanica (circuiti) 217
Discriminatore 61
Discriminatore a rapporto . . 64
Discriminatore di Foster Seeley 63
Dispositivi di chiamata . . . 91
Dispositivi di silenziamento . . 88
Dispositivo contro l'inversione di polarità 109

E

Eccitatore SSB per i 20 mt. . 226
Eliminazione della reattanza . . 129
Esempio pratico (vedi trasf. modulaz. App. III. 4) 283

F

Filtri allargati 271
Filtri a quarzo e selettività . . 268
Filtri passa basso RF . . . 97
Filtri per duplice 96
Filtri selettivi 268
Frequenza intermedia . . . 54
Frequenza intermedia AM . . 189

G

Generalità 1
Generalità (vedi quarzi. App. I. 1) 262

H

HB. 23. Ricetrasmettitore a 23 canali con sintetizzatore . . 242
HB. 600. Ricetrasmettitore a 23 canali da 5 Watt 238

I

pag.
Il calcolo (vedi trasf. modulaz. App. III. 3) 279
Indicatore di campo 110
Indice di modulazione . . . 47
Ingresso microfono e uscita BF . 104
Installazione dei radiotelefoni . 150

L

La potenza del modulatore (App. III. 1) 277
Le perdite (propagazione) . . 144
Limitatore 55

M

Messa a punto delle antenne sul mezzo 158
Messa a punto e manutenzione degli apparati 163
Misura del consumo . . . 210
Misura della banda BF . . . 207
Misura della BF dei ricevitori . 206
Misura della modulazione incrociata 207
Misura della potenza e della distorsione 206
Misura della potenza più distorsione in SSB 182
Misura della stabilità . . . 204
Misura delle spurie 202
Misure 170
Misure eseguite (vedi riflettometri. App. IV.1.2) . . . 289
Misure in trasmissione . . . 173
Misure su ricevitori AM, FM, SSB 185
Modulatore per SSB 50
Modulatori BF e amplificatori telefonici 40
Modulazione 32
Modulazione di ampiezza . . 36
Modulazione di fase . . . 43
Modulazione di frequenza . . 42

pag.
Modulazione di frequenza e di fase 42
Moltiplicatore di frequenza . 30
Moltiplicazione con varactor . . 31
Montaggio dell'antenna . . . 155
Montaggio meccanico . . . 154

N

Norme amministrative . . . 261
Norme di collaudo 170
Norme tecniche 260
Norme tecniche per radiocollegamenti telefonici e telegrafici ad uso privato 249
Norme tecnico amministrative per l'esercizio di apparecchi di telecomando di modellini a scopo dilettantistico . . . 258
Norme tecnico amministrative per l'impianto e l'esercizio di apparati radioelettrici denominati « ricerca persone » . . 259
Norme tecnico amministrative per l'impianto e l'esercizio di radiocollegamenti telefonici e telegrafici a uso privato . . 248
Norme tecnico amministrative per il libero impiego di piccoli ricetrasmettitori denominati « radiogiocattoli » . . . 257

O

Oscillatori liberi e a quarzi . . 2

P

Perdite dovute al suolo . . . 130
Posti fissi 157
Potenza (misure) 173
pag.
Potenze maggiori 19
Preamplificatore telefonico . . 41
Precisione (vedi quarzi. App. I) 265
Principio (propagazione) . . 140
Principio di funzionamento di un riflettometro 101
Profilo BF per ripetitori . . . 95
Propagazione 140-144
Proprietà e caratteristiche dei quarzi 262
Proprietà dei transistori ad effetto di campo 292
Protezione dal sovraccarico di ingresso RF 112
Protezione dello stadio finale . 26
Protezione termica 29
Prove di collegamento . . . 165

R

Regolatori a commutazione . . 76
Relé di portante 91
Ricetrasmettitore a 23 canali con sintetizzatore. HB-23 . . 242
Ricetrasmettitore a 23 canali da 5 Watt. HB-600 . . . 238
Ricetrasmettitori a conversione 85
Ricevitore professionale per radioamatori 219
Ricevitori (misure) 186
Ricevitori FM 189
Ricezione 51
Riflettometri 99-286
Ripetitori 93
Rivelatori AM 59
Rivelatori a prodotto per SSB . 59
Rivelazione 59

S

Scelta del transistore . . . 16
Selettività e taratura della frequenza intermedia . . . 194
Sensibilità AM 187

pag.
Sensibilità e risposta BF del trasmettitore 178
Sensibilità e risposta BF nei trasmettitori AM 181
Sensibilità e rumore . . . 51
Sensibilità FM 190
Sintetizzatori 87
Sistemi di trasmissione . . . 2
Sommario 102
Soppressione delle spurie . . 20
Spurie (misure) 174
Stabilità (misure) 176
Stabilità (vedi quarzi. App. I) . 264
Stabilizzatori a transistori . . 80
Stabilizzatori elettronici . . . 79
Stabilizzazione degli amplificatori 24
Stadio RF neutralizzato (vedi FET. App. V) 300
Su mezzi mobili (installazione) 150

T

pag.
Taratura del discriminatore . . 200
Telecomando 102
Trasformatori di modulazione . 277
Trasmettitore da 1 Watt a 27 MHz 223
Trasmettitore eccitatore FM a 150 MHz 225
Trasmettitore 5 Watt 6 canali Walkie Talkie (Dina-Com 6.) . 236
Trasmissione e ricezione (T/R) . 103
Transistori ad effetto di campo (FET) 292

V

Varianti di impiego dei radiotelefoni 153

Edizioni C. E. L. I.
BOLOGNA

PREZZO NETTO
L. 6.000